

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**Gleyson Luiz Piazza**

**NOVO CONVERSOR CC-CA ELEVADOR-ABAIXADOR DE  
TENSÃO**

Florianópolis  
2013



**Gleyson Luiz Piazza**

**NOVO CONVERSOR CC-CA ELEVADOR-ABAIXADOR DE  
TENSÃO**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi

Florianópolis  
2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Piazza, Gleyson Luiz  
Novo Conversor CC-CA Elevador-Abaixador de Tensão /  
Gleyson Luiz Piazza ; orientador, Ivo Barbi -  
Florianópolis, SC, 2013.  
263 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor CC-CA. 3. Células  
de Comutação. 4. Inversor de Tensão. 5. Abaixador-Elevador.  
I. Barbi, Ivo . II. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
III. Título.



À minha família



## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer aos meus pais, Vitor e Ires, minha irmã Cheila, pelo amor, carinho e compreensão. Sem vocês nada disso seria possível e serei sempre grato.

A minha querida companheira Joana Borges que sempre me apoiou em todos os momentos, sendo compreensiva, amorosa, amiga e incentivadora.

Ao professor Ivo Barbi por quem tenho grande estima, agradeço pelos ensinamentos ao longo desses anos e pela oportunidade de realizar este trabalho.

Aos demais professores do INEP que contribuíram na minha formação. Aos funcionários que sempre foram prestativos e auxiliaram de diferentes formas nesse período.

Ao meu colega de doutorado Gabriel Tibola. Agradeço em especial ao Eloi Agostini Junior por quem tenho grande estima sendo fundamental nas discussões teóricas e experimentais.

Ao professor Andrés Ortiz Salazar por aceitar ser relator desta tese e membro da banca examinadora. Aos demais componentes da banca, os professores Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Denizar Cruz Martins, Carlos Henrique Illa Font, pelas valiosas contribuições.

Ao CNPQ, CAPES e UFSC pelo apoio financeiro e estrutura oferecida.



Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

## **NOVO CONVERSOR CC-CA ELEVADOR-ABAIXADOR DE TENSÃO**

Gleyson Luiz Piazza

Fevereiro de 2013

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Conversor CC-CA, Células de Comutação, Inversor de Tensão, SEPIC, Zeta, Abaixador-Elevador.

Número de Páginas: 263

**RESUMO:** Esta tese apresenta uma nova topologia para os conversores CC-CA, que possibilita obter uma tensão alternada instantânea na saída maior que a tensão de barramento sem utilizar estágios intermediários de potência ou transformador. Esta característica se deve ao emprego de uma célula de comutação incluindo dois interruptores, dois diodos, um indutor e um capacitor em cada braço do inversor. Para comprovar a análise estática e dinâmica realizada foi dimensionado, construído e testado um protótipo para uma potência de 1kW, com  $96V_{cc}$  para a tensão de entrada,  $110V_{rms}$  para tensão de saída, fundamental de saída 60Hz e de comutação de 20kHz.



Abstract of the thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

## **NEW STEP-UP-STEP-DOWN DC-AC VOLTAGE CONVERTER**

Gleyson Luiz Piazza

February 2013

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: DC-AC Converter, Switching Cells, Voltage Inverter, SEPIC, Zeta, Step-Up-Step-Down.

Number of Pages: 263

**ABSTRACT:** This thesis proposes a new DC-AC converter featured for producing an instantaneous output voltage larger or smaller than bus voltage without using intermediate power stage or transformer. This featured is provided by using one switching cell including two switches, two diodes, one inductor and one capacitor on each inverter leg. To validate the static and dynamic analysis performed was design, built and tested a prototype to an output power of 1kW, 96V<sub>dc</sub> input DC voltage, 110V<sub>rms</sub> output voltage, fundamental output frequency 60Hz and switching frequency of 20kHz.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Estrutura do inversor de tensão.....	2
Figura 1.2 – Circuito do conversor CC-CC SEPIC.....	4
Figura 1.3 – Circuito do conversor CC-CC Zeta. ....	5
Figura 1.4 – Circuito do conversor Zeta-SEPIC. ....	6
Figura 1.5 – Circuito redesenhado do conversor Zeta-SEPIC. ....	6
Figura 1.6 – Circuito resultante da associação de dois conversores Zeta-SEPIC.7	
Figura 1.7 - Estágio de potência do novo conversor monofásico CC-CA elevador-abaixador de tensão.....	7
Figura 1.8 - Estágio de potência do novo conversor trifásico CC-CA elevador- abaixador de tensão.....	8
Figura 2.1 – Inversor de tensão meia-ponte. ....	12
Figura 2.2 – Inversor de tensão ponte-completa. ....	12
Figura 2.3 – Inversor de tensão Boost proposto por [13].....	14
Figura 2.4 – Inversor de tensão Buck-Boost proposto por [13]. ....	14
Figura 2.5 – Inversor de tensão Cúk proposto por [13]. ....	15
Figura 2.6 – Inversor de tensão SEPIC proposto por [13]. ....	16
Figura 2.7 – Inversor de tensão Zeta proposto por [13]. ....	16
Figura 2.8 – Estrutura geral do conversor Z-Source. ....	17
Figura 2.9 – Diagrama de controle e técnica proposta em [33]. ....	19
Figura 2.10 – Diagrama de controle e técnica proposta em [38].....	20
Figura 2.11 – Diagrama de controle e técnica proposta em [41].....	22
Figura 2.12 – Diagrama de controle e técnica proposta em [42].....	23
Figura 3.1 – Representação do circuito modulador utilizado nas análises matemáticas do novo conversor CC-CA.....	26
Figura 3.2 – Representação da modulação bipolar: sinais de referência, portadora e pulsos de comando para os interruptores $S_1$ , $S_4$ e $S_2$ , $S_3$ .....	27
Figura 3.3 – Representação do estágio de potência do novo conversor. ....	30
Figura 3.4 – Primeira etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica maiores que 0,5.....	31
Figura 3.5 – Segunda etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica maiores que 0,5.....	31
Figura 3.6 – Terceira etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica menores que 0,5. ....	32
Figura 3.7 – Quarta etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica menores que 0,5.....	32
Figura 3.8 – Principais formas de onda: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão sobre o capacitor $C_f$ ; (c) corrente no indutor $L_f$ ; (d) pulsos de comando nos interruptores $S_1$ e $S_4$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores $S_2$ e $S_3$ . ....	33
Figura 3.9 – Principais formas de onda: (a) tensão no indutor $L_1$ ; (b) corrente no indutor $L_1$ ; (c) tensão no indutor $L_2$ ; (d) corrente no indutor $L_2$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores $S_1$ e $S_4$ . ....	34

Figura 3.10 – Principais formas de onda: (a) tensão no capacitor $C_1$ ; (b) corrente no capacitor $C_1$ ; (c) tensão no capacitor $C_2$ ; corrente no capacitor $C_2$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores $S_1$ e $S_4$ .	35
Figura 3.11 – Curvas dos valores médios quase instantâneos das tensões sobre os capacitores das células de comutação $C_1$ e $C_2$ normalizados em relação à tensão de entrada $V_i$ .	38
Figura 3.12 - Curvas dos valores médios quase instantâneos das correntes sobre os indutores das células de comutação $L_1$ e $L_2$ normalizadas em relação à corrente média quase instantânea de saída.	40
Figura 3.13 – Curva do ganho estático quase instantâneo do novo conversor em função da razão cíclica.	42
Figura 3.14 - Ganho de tensão em função da razão cíclica para o inversor Buck e o novo conversor proposto.	42
Figura 3.15 – Ondulações normalizadas das tensões nos capacitores $C_1$ e $C_2$ .	45
Figura 3.16 – Ondulações normalizadas das correntes nos indutores $L_1$ e $L_2$ .	47
Figura 3.17 – Representação da corrente e tensão no capacitor $C_f$ .	49
Figura 4.1 – Ganho Estático em função da razão cíclica para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.	70
Figura 4.2 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores $L_1$ e $L_2$ para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.	73
Figura 4.3 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.	75
Figura 4.4 – Representação do circuito utilizado para as simulações considerando a operação do conversor para um ponto fixo de razão cíclica.	77
Figura 4.5 – Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída; (c) corrente de saída; (d) pulsos de comando aplicados nos interruptores $S_1$ e $S_4$ .	78
Figura 4.6 - Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão no indutor $L_1$ ; (b) corrente no indutor $L_1$ ; (c) tensão no indutor $L_2$ ; (d) corrente no indutor $L_2$ .	79
Figura 4.7 - Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão no capacitor $C_1$ ; (b) corrente no capacitor $C_1$ ; (c) tensão no capacitor $C_2$ ; (d) corrente no capacitor $C_2$ .	80
Figura 4.8 – Tensão de saída e resposta do função de transferência do conversor para uma perturbação na razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.	81
Figura 4.9 – Ganho Estático em função da razão cíclica para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.	83
Figura 4.10 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores $L_1$ e $L_2$ para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.	84

Figura 4.11 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão. ....	85
Figura 4.12 – Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída; (c) corrente de saída; (d) pulsos de comando aplicados nos interruptores $S_1$ e $S_4$ . ....	87
Figura 4.13 - Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão no indutor $L_1$ ; (b) corrente no indutor $L_1$ ; (c) tensão no indutor $L_2$ ; (d) corrente no indutor $L_2$ . ....	88
Figura 4.14 - Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão no capacitor $C_1$ ; (b) corrente no capacitor $C_1$ ; (c) tensão no capacitor $C_2$ ; (d) corrente no capacitor $C_2$ . ....	89
Figura 4.15 – Tensão de saída e resposta da função de transferência do conversor para uma perturbação na razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão. ....	90
Figura 5.1 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores das células de comutação $C_1$ e $C_2$ . ....	96
Figura 5.2 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores das células de comutação $L_1$ e $L_2$ . ....	97
Figura 5.3 – Curva do ganho estático do conversor em função da razão cíclica de operação. ....	97
Figura 5.4 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor sem utilizar a implementação da função de linearização. ....	99
Figura 5.5 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor utilizando a implementação da função de linearização. ....	99
Figura 5.6 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 0,5: (a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação com implementação da função de linearização. ....	100
Figura 5.7 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 2: (a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação com implementação da função de linearização. ....	101
Figura 5.8 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 4: (a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação com implementação da função de linearização. ....	102
Figura 5.9 – Representação do estágio de potência do novo conversor CC-CA trifásico elevador-abaixador de tensão. ....	103
Figura 5.10 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor trifásico utilizando a implementação da função de linearização. ....	104
Figura 5.11 – Resultados obtidos por simulação: (a) simulação para o ganho estático de 0,5 com implementação da função de linearização; (b) simulação para o ganho estático de 1 com implementação da função de linearização. ....	105

Figura 5.12 – Resultados obtidos por simulação: (a) simulação para o ganho estático de 2 com implementação da função de linearização; (b) simulação para o ganho estático de 4 com implementação da função de linearização. ....	106
Figura 5.13 – Mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação do ângulo da razão cíclica. ....	109
Figura 5.14 – Detalhe do mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação do ângulo da razão cíclica. ....	110
Figura 5.15– Detalhe do mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação de carga. ....	111
Figura 6.1 – Ganho Estático em função da razão cíclica para o dimensionamento do novo conversor proposto. ....	114
Figura 6.2 – Faixa de operação para o dimensionamento do novo conversor. ....	115
Figura 6.3 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores das células de comutação $L_1$ e $L_2$ para o dimensionamento do novo conversor. ....	117
Figura 6.4 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores das células de comutação $C_1$ e $C_2$ para o dimensionamento do novo conversor. ....	118
Figura 6.5 – Diagrama de módulo e fase da função de transferência em laço aberto para operação a vazio.....	122
Figura 6.6 – Lugar das raízes para a função de transferência em laço aberto com carga a vazio. ....	122
Figura 6.7 – Diagrama de módulo e fase da função de transferência em laço aberto com carga nominal.....	124
Figura 6.8 – Lugar das raízes para a função de transferência em laço aberto com carga nominal. ....	124
Figura 6.9 – Circuito do controlador proposto.....	125
Figura 6.10 – Diagrama de blocos utilizado na implementação do conversor proposto. ....	127
Figura 6.11 – Diagrama de módulo e fase para o sistema compensado com carga a vazio. ....	127
Figura 6.12 – Lugar das raízes para o sistema compensado com carga a vazio. ....	128
Figura 6.13 – Diagrama de módulo e fase para o sistema compensado com carga nominal.....	128
Figura 6.14 – Lugar das raízes para o sistema compensado com carga nominal. ....	129
Figura 7.1 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de referência de tensão; (d) sinal de erro; (e) sinal de controle.....	132
Figura 7.2 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída. ....	133
Figura 7.3 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão do indutor $L_1$ ; (b) corrente no indutor $L_1$ ; (c) tensão no indutor $L_2$ ; (d) corrente no indutor $L_2$ . ..	134
Figura 7.4 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor $C_1$ ; (b) corrente no capacitor $C_1$ ; (c) tensão no capacitor $C_2$ ; (d) corrente no capacitor $C_2$ . ....	135

Figura 7.5 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no interruptor $S_1$ ; (b) corrente no interruptor $S_1$ ; (c) tensão no interruptor $S_2$ ; (d) corrente no interruptor $S_2$ .....	136
Figura 7.6 – Detalhe do degrau de carga de vazio para 50%: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de erro; (d) sinal de controle.....	137
Figura 7.7 – Detalhe do degrau de carga de 50% para 100%: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de erro; (d) sinal de controle.....	138
Figura 7.8 – Detalhe das ondulações de tensão e corrente obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor $C_f$ ; (b) corrente no indutor $L_f$ ; (c) tensão no capacitor $C_f$ ; (d) corrente no indutor $L_f$ .....	139
Figura 7.9 – Novo conversor CC-CA alimentando uma carga não-linear. ....	140
Figura 7.10 – Formas de onda obtidas por simulação para carga não-linear: (a) tensão no capacitor $C_f$ ; (b) corrente no indutor $L_f$ ; (c) tensão no resistor $R_0$ ; (d) corrente no indutor $L_0$ .....	141
Figura 7.11 – Novo conversor CC-CA alimentando uma carga RL. ....	142
Figura 7.12 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor $C_f$ ; (b) corrente no indutor $L_0$ .....	142
Figura 7.13 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_0(t)$ ) tensão de saída (100V/div-10ms/div); ( $v_{AB}(t)$ ) tensão entre os terminais A e B (500V/div-10ms/div).....	143
Figura 7.14 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_0(t)$ ) tensão de entrada (100V/div-10ms/div); ( $V_i$ ) tensão de saída (100V/div-10ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div).....	144
Figura 7.15 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{L1}(t)$ ) tensão no indutor $L_1$ (500V/div-10ms/div); ( $i_{L1}(t)$ ) corrente no indutor $L_1$ (20A/div-10ms/div); ( $v_{L2}(t)$ ) tensão no indutor $L_2$ (500V/div-10ms/div); ( $i_{L2}(t)$ ) corrente no indutor $L_2$ (20A/div-10ms/div).....	145
Figura 7.16 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{C1}(t)$ ) tensão no capacitor $C_1$ (200V/div-10ms/div); ( $i_{C1}(t)$ ) corrente no capacitor $C_1$ (50A/div); ( $v_{C2}(t)$ ) tensão no capacitor $C_2$ (200V/div-10ms/div); ( $i_{C2}(t)$ ) corrente no capacitor $C_2$ (50A/div-10ms/div).....	145
Figura 7.17 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor $S_1$ (200V/div-10ms/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor $S_1$ (20A/div-10ms/div).....	146
Figura 7.18 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe da comutação: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor $S_1$ (200V/div-20 $\mu$ s/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor $S_1$ (20A/div-20 $\mu$ s/div).....	147
Figura 7.19 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe do bloqueio do interruptor: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor $S_1$ (200V/div-500ns/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor $S_1$ (20A/div-500ns/div).....	147
Figura 7.20 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe da entrada em condução do interruptor: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor $S_1$ (200V/div-500ns/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor $S_1$ (20A/div-500ns/div).....	148

Figura 7.21 – Formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de vazio para 100%: ( $v_o(t)$ ) tensão de saída (200V/div-100ms/div); ( $i_o(t)$ ) corrente de saída (20A/div-100ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-100ms/div).....	149
Figura 7.22 – Detalhe das formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de vazio para 100%: ( $v_o(t)$ ) tensão de saída (200V/div-10ms/div); ( $i_o(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-10ms/div). ....	149
Figura 7.23 – Formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de 50% para 100%: ( $v_o(t)$ ) tensão de saída (200V/div-50ms/div); ( $i_o(t)$ ) corrente de saída (20A/div-50ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-50ms/div).....	150
Figura 7.24 – Detalhe das formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de 50% para 100%: ( $v_o(t)$ ) tensão de saída (200V/div-10ms/div); ( $i_o(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-10ms/div). ....	151
Figura 7.25 – Curva do rendimento em função da potência de saída do novo conversor proposto. ....	152
Figura 7.26 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga RL: ( $v_{C_f}(t)$ ) tensão no capacitor $C_f$ (100V/div-10ms/div); ( $i_{L_f}(t)$ ) corrente no indutor $L_f$ (10A/div-10ms/div); ( $i_{L_0}(t)$ ) corrente no indutor $L_0$ (10A/div-10ms/div)....	153
Figura 7.27 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga não-linear: ( $v_{C_f}(t)$ ) tensão no capacitor $C_f$ (100V/div-10ms/div); ( $i_{L_0}(t)$ ) corrente no indutor $L_0$ (5A/div-10ms/div); ( $v_{R_0}(t)$ ) tensão no resistor $R_0$ (50V/div-10ms/div).....	154

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Especificações de projeto para o novo conversor operando como elevador de tensão e para um ponto fixo de razão cíclica. ....	69
Tabela 4.2 - Comparação dos parâmetros calculados e simulados para operação como elevador de tensão. ....	81
Tabela 4.3 – Especificações de projeto para o novo conversor operando como abaixador de tensão e para um ponto fixo de razão cíclica. ....	82
Tabela 4.4 - Comparação dos parâmetros calculados e simulados para operação com abaixador de tensão. ....	90
Tabela 6.1 – Especificações para o projeto do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão. ....	113
Tabela 7.1 – Comparativo entre os principais valores calculados e simulados para carga nominal. ....	140
Tabela 7.2 – Comparativo entre os principais valores simulados e experimentais para carga nominal. ....	153





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abr/Sig	Descrição
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CW	<i>Continuos Wave</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SMC	<i>Sliding Model Control</i>
SEPIC	<i>Single Ended Primary Inductor Converter</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$a_{0...6}$	Coefficientes do denominador da função de transferência	---
$\bar{a}_{0...6}$	Coefficientes normalizados do denominador da função de transferência	---
$b_{0...4}$	Coefficientes do numerador da função de transferência	---
$\bar{b}_{0...4}$	Coefficientes normalizados do numerador da função de transferência	---
$C_c$	Capacitância das células de comutação	F
$C_f$	Capacitor de saída do conversor CC-CA monofásico	F
$C_{fa}$	Capacitor de saída da fase “a” do conversor CC-CA trifásico	F
$C_{fb}$	Capacitor de saída da fase “b” do conversor CC-CA trifásico	F
$C_{fc}$	Capacitor de saída da fase “c” do conversor CC-CA trifásico	F
$C_{1...3}$	Capacitores das células de comutação	F
$D$	Razão cíclica média	---
$d$	Razão cíclica alternada	---
$\hat{d}$	Perturbação da razão cíclica	---
$d_1$	Razão cíclica para os interruptores $S_1$ e $S_4$	---
$d_2$	Razão cíclica para os interruptores $S_2$ e $S_3$	---
$D_{1...6}$	Diodos do estágio de potência	---
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$F(t)$	Função de linearização do conversor CC-CA monofásico	---
$F_{a..c}(t)$	Funções de linearização do conversor CC-CA trifásico	---
$q_{est}$	Ganho estático do conversor CC-CA	---
$i_{Cf}$	Corrente alternada do capacitor de saída	A
$i_{C1}$	Corrente alternada no capacitor $C_1$	A
$i_{C2}$	Corrente alternada no capacitor $C_2$	A

$I_{L_f}$	Valor médio da corrente através do indutor $L_f$	A
$i_{L_f}$	Corrente alternada no indutor $L_f$	A
$\hat{i}_{L_f}$	Perturbação da corrente no indutor $L_f$	A
$I_{L_1}$	Valor médio da corrente através do indutor $L_1$	A
$i_{L_1}$	Corrente alternada no indutor $L_1$	A
$\hat{i}_{L_1}$	Perturbação da corrente no indutor $L_1$	A
$I_{L_2}$	Valor médio da corrente através do indutor $L_2$	A
$i_{L_2}$	Corrente alternada no indutor $L_2$	A
$\hat{i}_{L_2}$	Perturbação da corrente no indutor $L_2$	A
$k_{planta}$	Ganho da função de transferência	---
$L_C$	Indutância das células de comutação	H
$L_f$	Indutor de saída do conversor CC-CA monofásico	H
$L_{fa}$	Indutor de saída da fase “a” do conversor CC-CA trifásico	H
$L_{fb}$	Indutor de saída da fase “b” do Conversor CC-CA Trifásico	H
$L_{fc}$	Indutor de saída da fase “c” do conversor CC-CA trifásico	H
$L_{1...3}$	Indutores das células de comutação do conversor CC-CA trifásico	H
$R_0$	Resistência de saída do conversor CC-CA monofásico	$\Omega$
$S_{1...6}$	Interruptores do estágio de potência	---
$T_s$	Período de comutação	s
$V_{AB}$	Valor médio da tensão através dos terminais AB	V
$v_{AB}$	Tensão alternada entre os terminais AB	V
$\hat{v}_{AB}$	Perturbação da tensão nos terminais AB	V
$v_C$	Sinal de saída do controlador	
$V_{C_f}$	Valor médio da tensão através do capacitor de saída $C_f$	V
$v_{C_f}$	Tensão alternada no capacitor de Saída $C_f$	V

$\hat{v}_{Cf}$	Perturbação da tensão no capacitor de saída $C_f$	V
$V_{C1}$	Valor médio da tensão através do capacitor $C_1$	V
$v_{C1}$	Tensão alternada no capacitor $C_1$	V
$\hat{v}_{C1}$	Perturbação da tensão no capacitor $C_1$	V
$V_{C2}$	Valor médio da tensão através do capacitor $C_2$	V
$v_{C2}$	Tensão alternada no capacitor $C_2$	V
$\hat{v}_{C2}$	Perturbação da tensão no capacitor $C_2$	V
$v_{Lf}$	Tensão alternada no indutor de saída $L_f$	V
$v_{L1}$	Tensão alternada no Indutor $L_1$	V
$v_{L2}$	Tensão alternada no Indutor $L_2$	V
$V_{tripk}$	Valor da tensão de pico da portadora	V
$v_p$	Tensão da portadora	V
$V_1$	Tensão de entrada dos conversores CC-CC SEPIC e zeta	V
$V_2$	Tensão de saída dos conversores CC-CC SEPIC e zeta	V
$V_i$	Tensão de entrada do inversor monofásico zeta- SEPIC	V
$V_0$	Valor médio da tensão de saída	V
$V_{0pk}$	Valor da tensão de pico na saída	V
$v_0$	Tensão alternada na saída	V
$\hat{v}_0$	Perturbação da tensão de saída	V
$v_{ref}$	Tensão de referência	V
$Z_0$	Impedância de saída	$\Omega$
$Z_{0a}$	Impedância de saída da fase “a”	$\Omega$
$Z_{0b}$	Impedância de saída da fase “b”	$\Omega$
$Z_{0c}$	Impedância de saída da fase “c”	$\Omega$
$\Delta v_{Cf}$	Ondulação da tensão no capacitor de saída $C_f$	V
$\Delta v_{C1}$	Ondulação da tensão no capacitor da célula de comutação $C_1$	V

$\Delta v_{C_2}$	Ondulação da tensão no capacitor da célula de comutação $C_2$	V
$\Delta i_{L_f}$	Ondulação de corrente no indutor de saída $L_f$	A
$\Delta i_{L_1}$	Ondulação de corrente no indutor da célula de Comutação $L_1$	A
$\Delta i_{L_2}$	Ondulação de corrente no indutor da célula de comutação $L_2$	A

# SUMÁRIO

<b>1. Introdução Geral.....</b>	<b>1</b>
1.1. Contextualização .....	1
1.2. Motivação e Proposta de Trabalho .....	3
1.3. Origem do Conversor .....	4
1.4. Organização do Trabalho .....	9
1.5. Conclusões .....	9
<b>2. Revisão Bibliográfica .....</b>	<b>11</b>
2.1. Introdução .....	11
2.2. Estágio de Potência dos Conversores CC-CA.....	11
2.2.1. Inversor Buck .....	11
2.2.2. Inversor Boost .....	13
2.2.3. Inversor Buck-Boost .....	14
2.2.4. Inversor Cúk, SEPIC e Zeta .....	15
2.2.5. Inversor Z-Source.....	17
2.3. Modulação PWM Aplicadas nos Conversores CC-CA.....	17
2.4. Técnicas de Controle Aplicadas nos Conversores CC-CA .....	18
2.5. Conclusões .....	24
<b>3. Análise Estática e Dinâmica do Novo Conversor .....</b>	<b>25</b>
3.1. Introdução .....	25
3.2. Estratégia de Modulação .....	25
3.3. Etapas de Operação do Novo Conversor.....	29
3.3.1. Etapas de Operação para $d_1(t,\theta)>0,5$ .....	30
3.3.2. Etapas de Operação para $d_1(t,\theta)<0,5$ .....	31
3.4. Principais Formas de Onda .....	33
3.5. Valores Médios Quase Instantâneos e Ondulações de Tensão e Corrente.....	36
3.5.1. Valores Médios Quase Instantâneos das Tensões nos Capacitores $C_1$ e $C_2$ .....	36
3.5.2. Valores Médios Quase Instantâneos das Correntes nos Indutores $L_1$ e $L_2$ . ....	39
3.5.3. Ganho Estático Quase Instantâneo .....	41
3.5.4. Ondulações das Tensões nos Capacitores $C_1$ e $C_2$ .....	43
3.5.5. Ondulação das Correntes nos Indutores $L_1$ e $L_2$ .....	45
3.5.6. Ondulação da Tensão e da Corrente de Saída .....	47
3.6. Análise Dinâmica do Novo Conversor.....	51

3.6.1. Funções Obtidas para as Etapas de Operação do Conversor.....	51
3.6.2. Considerações para a Modelagem do Conversor .....	52
3.6.3. Modelagem para a Corrente no Indutor $L_1$ .....	53
3.6.4. Modelagem para a Corrente no Indutor $L_2$ .....	54
3.6.5. Modelagem para a Tensão no Capacitor $C_1$ .....	55
3.6.6. Modelagem para a Tensão no Capacitor $C_2$ .....	55
3.6.7. Modelagem para a Corrente no Indutor de Saída $L_f$ .....	56
3.6.8. Modelagem para a Tensão do Capacitor de Saída $C_f$ .....	57
3.6.9. Redefinição das Equações Modeladas .....	58
3.7. Função de Transferência .....	61
3.8. Conclusões .....	67

#### **4. Projeto e Resultados de Simulação para Operação em um Ponto Fixo de Razão Cíclica..... 69**

4.1. Exemplo de Projeto para Operação como Elevador de Tensão ....	69
4.1.1. Determinação do Ganho Estático e da Razão Cíclica .....	70
4.1.2. Determinação do Filtro de Saída e Carga .....	71
4.1.3. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação .....	72
4.1.4. Especificação dos Coeficientes da Função de Transferência.....	76
4.1.5. Resultados de Simulação .....	77
4.2. Exemplo de Projeto para Operação como Abaixador de Tensão...	82
4.2.1. Determinação do Ganho Estático e da Razão Cíclica .....	82
4.2.2. Determinação do Filtro de Saída e Carga .....	84
4.2.3. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação .....	84
4.2.4. Especificação dos Coeficientes da Função de Transferência.....	86
4.2.5. Resultados de Simulação .....	87
4.3. Conclusões .....	91

#### **5. Considerações para a Operação CA..... 93**

5.1. Introdução .....	93
5.2. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias para a Análise CA	93
5.3. Função de Linearização .....	97
5.4. Considerações para o Controle do Novo Conversor .....	107
5.5. Conclusões .....	111

#### **6. Projeto do Novo Conversor CC-CA Elevador-Abaixador de Tensão ..... 113**

6.1. Introdução .....	113
6.1.1. Ganho Estático .....	113



6.1.2. Filtro de Saída e Carga .....	115
6.1.3. Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação .....	117
6.1.4. Implementação da Função de Linearização .....	119
6.1.5. Laço Aberto do Sistema .....	120
6.1.6. Determinação dos Componentes do Controlador.....	125
6.1.7. Circuitos Auxiliares e Esquemáticos.....	129
6.2. Conclusões .....	130
<b>7. Resultados de Simulação e Experimentais .....</b>	<b>131</b>
7.1. Introdução .....	131
7.2. Resultados de Simulação.....	131
7.3. Resultados Experimentais .....	143
7.4. Conclusões .....	155
<b>8. Conclusão.....</b>	<b>157</b>
8.1. Resumo dos Tópicos .....	157
8.2. Conclusões Gerais .....	158
8.3. Recomendações para Trabalhos Futuros .....	159
<b>9. Referência Bibliográfica .....</b>	<b>161</b>
 <b>Apêndice A. Modelagem do Novo Conversor Considerando a Idealização dos Componentes .....</b>	 <b>167</b>
 <b>Apêndice B. Especificações das Indutâncias e Capacitâncias para Implementação do Novo Conversor .....</b>	 <b>173</b>
 <b>Apêndice C. Dimensionamento do Indutor de Saída <math>L_f</math>.....</b>	 <b>179</b>
 <b>Apêndice D. Dimensionamento do Capacitor de Saída <math>C_f</math>.....</b>	 <b>187</b>
 <b>Apêndice E. Dimensionamento dos Indutores das Células de Comutação .....</b>	 <b>191</b>
 <b>Apêndice F. Dimensionamento dos Capacitores das Células de Comutação .....</b>	 <b>199</b>
 <b>Apêndice G. Implementação da Função de Linearização no Microcontrolador .....</b>	 <b>201</b>

<b>Apêndice H. Modelagem do Novo Conversor Considerando as Resistências nos Indutores e Capacitores .....</b>	<b>203</b>
<b>Apêndice I. Dimensionamento da Fonte Auxiliar .....</b>	<b>215</b>
<b>Apêndice J. Esquemáticos e Listas de Componentes.....</b>	<b>223</b>

# 1. Introdução Geral

## 1.1. Contextualização

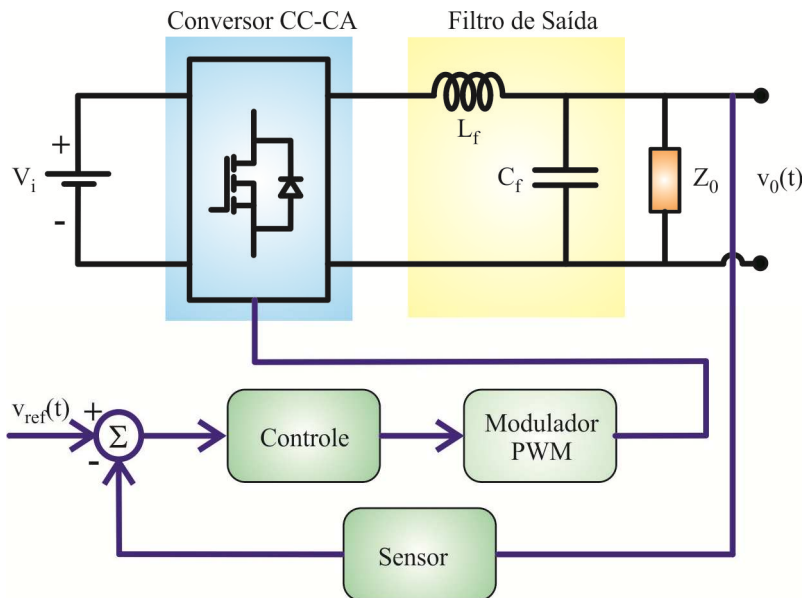
Nos últimos anos, com o desenvolvimento de novas tecnologias, a eletrônica de potência tornou-se fundamental no processamento da energia elétrica. Esta, por sua vez, pode estar disponível em diferentes formas e níveis, cabendo à eletrônica de potência convertê-la e adequá-la, possibilitando assim com maior eficiência, sua utilização nos mais variados fins e aplicações. Como exemplos da conversão de energia elétrica citam-se: as fontes renováveis e os bancos de baterias, que disponibilizam tensões em níveis e formas diferentes dos encontrados na rede de distribuição elétrica. O acionamento de máquinas, equipamentos eletroeletrônicos, sistemas elétricos utilizados na distribuição de corrente contínua e conversores de frequência estão também inseridos neste conceito.

A eletrônica de potência, através dos conversores CA-CC (retificadores), CC-CC (*choppers*), CC-CA (inversores) e CA-CA (conversores direto de frequência ou gradadores), processa e converte a energia elétrica entre a fonte de entrada e a carga, condicionando os níveis de tensão e corrente na saída da estrutura. O processamento de energia elétrica é realizado pela ação dos interruptores de potência permitindo a comutação de circuitos elétricos e a transferência da energia armazenada em indutores e/ou capacitores. Tal característica, agregada a uma modulação adequada e circuitos específicos para o controle da estrutura permite a conversão da energia elétrica com elevado rendimento, diferentemente do que ocorre nas fontes lineares.

A proposta deste trabalho se concentra na conversão de tensão contínua em tensão alternada através de inversores de tensão. Esta estrutura possibilita obter uma tensão de saída com frequência e amplitude controladas. Existem aplicações que utilizam a variação da tensão e da frequência, tais como: os acionamentos de motores e as fontes de corrente alternada. Ainda há aquelas que empregam amplitude e frequência de saída fixas cujas aplicações podem ser encontradas em fontes de alimentação para sistemas embarcados e fontes ininterruptas de energia (UPS). Nas aplicações como UPS (*Uninterruptible Power Supply*) é essencial obter uma tensão com amplitude e frequência

devidamente controladas, a fim de assegurar ao sistema confiabilidade, robustez e alto rendimento.

Na Figura 1.1 estão representados os blocos que constituem a estrutura de um inversor de tensão. Em muitas aplicações utilizam-se para a implementação desta estrutura um filtro do tipo LC na saída, sistema de monitoramento (tensão e/ou corrente), circuitos de controle e modulação. A carga ( $Z_0$ ) conectada aos terminais de saída do inversor pode ser linear ou não-linear.



**Figura 1.1 – Estrutura do inversor de tensão.**

Os blocos apresentados na Figura 1.1 são sintetizados da seguinte maneira:

- As estruturas comumente empregadas para os conversores CC-CA são do tipo Buck *full-bridge* (ponte-completa) ou *half-bridge* (meia-ponte). Dependendo das especificações do projeto, o conversor CC-CA pode utilizar outras topologias, como por exemplo: o inversor Boost, o inversor Z-Source, estágios intermediários de potência e outros;
- O filtro de saída é constituído por um indutor e um capacitor, utilizados para atenuar as amplitudes das componentes de frequências superiores à frequência de corte do par LC;

- Os sensores são dispositivos que permitem monitorar as variáveis de controle do sistema, representando na saída destes, sinais adequados para os estágios de controle e modulação;
- O controle dos inversores tem como função representar adequadamente os sinais de referência das tensões e ou correntes. As técnicas de controle mais relevantes para os conversores CC-CA são apresentadas resumidamente no Capítulo 2;
- A modulação dos inversores, em geral, é a unipolar ou bipolar. Através da modulação empregada e da comparação entre os sinais de referência e controle determinam-se os tempos de condução e ou bloqueio dos interruptores.

Nas aplicações em que há necessidade de se obter na saída do inversor uma tensão com amplitude e frequência fixa é fundamental que a estrutura contemple um sistema de controle da tensão de saída e técnicas apropriadas de modulação.

O avanço da tecnologia e a necessidade de consumo provocaram a disseminação de cargas não-lineares e a utilização dos conversores CC-CA em diferentes aplicações. Deste modo, o aprimoramento do estágio de potência e dos sistemas de controle é necessário para garantir o funcionamento eficaz do sistema, respeitando as normas das concessionárias de energia elétrica e os requisitos de projeto.

## **1.2. Motivação e Proposta de Trabalho**

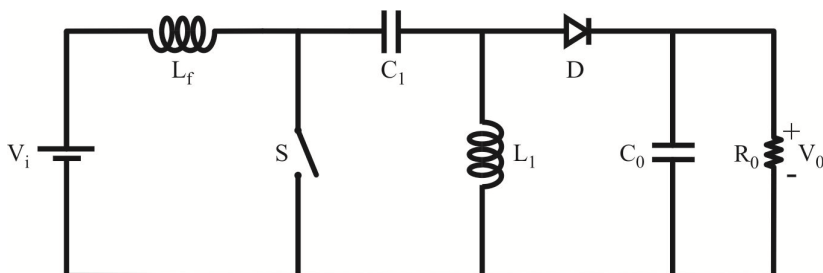
Em algumas situações existe a necessidade de obter na saída dos conversores CC-CA, um valor de pico da tensão alternada maior que a tensão de entrada. Diferentes formas para suprir tal demanda já foram propostas e estão apresentadas no Capítulo 2. Contudo, a título de exemplificação, citam-se brevemente como alternativas: o uso de elementos magnéticos, variações topológicas para o estágio de potência e a inclusão de circuitos intermediários de potência, reproduzindo uma relação estática entre o valor de pico da tensão alternada de saída e a tensão de entrada maior que a unidade.

O intuito deste trabalho consiste na proposta de uma nova topologia para os inversores elevadores de tensão. Esta estrutura está baseada na variação topológica dos braços inversores, comumente conhecidos dos conversores CC-CA do tipo Buck, obtendo uma relação estática elevadora ou abaixadora sem utilizar circuitos intermediários de potência ou transformador. Esta particularidade se dá através do uso de células de comutação nos braços do inversor, baseadas em dois conversores CC-CC conhecidos na literatura: SEPIC e Zeta.

Apresentam-se as análises matemáticas e simulações que permitem desenvolver uma metodologia de projeto para a implementação de um protótipo alimentando uma carga resistiva e utilizando uma malha de controle para regulação da tensão de saída. As principais especificações de projeto são as seguintes: tensão contínua de entrada 96V, tensão eficaz na saída 110V, potência de saída 1kW, frequência de comutação 20kHz e frequência fundamental da tensão de saída 60Hz.

### 1.3. Origem do Conversor

É fundamental apresentar as topologias básicas que constituem o novo conversor CC-CA proposto. A Figura 1.2 apresenta o conversor CC-CC SEPIC com as referências do secundário refletidas ao primário.

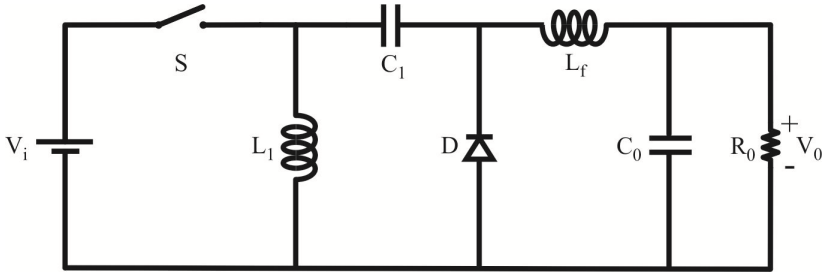


**Figura 1.2 – Circuito do conversor CC-CC SEPIC.**

O conversor CC-CC SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) foi proposto em 1977 [1]. As principais características desta topologia são: isolamento galvânica em alta frequência, possibilidade de operar como abaixador ou elevador de tensão, entrada com característica de fonte de corrente e saída com característica de fonte de tensão.

Estas características são acompanhadas de um sistema de quarta ordem. Contudo, apresentam-se em [3] e [4], estudos dedicados ao controle do conversor CC-CC SEPIC.

A segunda estrutura que fundamenta a nova topologia é o conversor CC-CC Zeta proposto em 1989 e representado na Figura 1.3 [5]. A topologia caracteriza-se por ser o dual do conversor SEPIC e, consequentemente, apresenta um sistema de quarta ordem, sendo que em relação à entrada o conversor pode ser analisado como um conversor Buck-Boost-Buck.



**Figura 1.3 – Circuito do conversor CC-CC Zeta.**

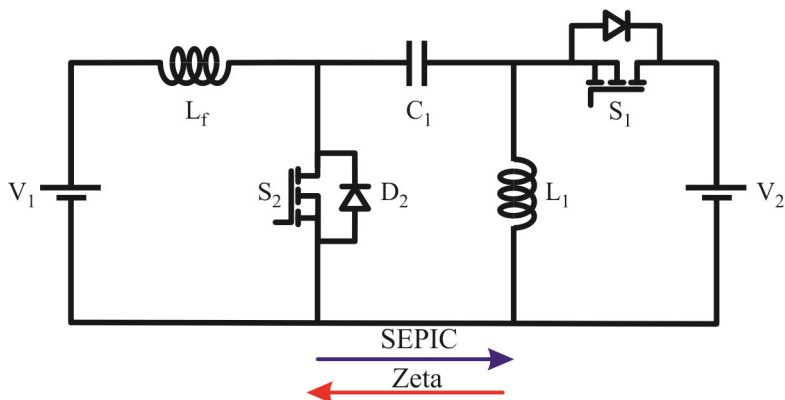
Por ser dual ao SEPIC, o conversor Zeta apresenta características de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída. A relação entre a tensão de saída e entrada permite que a estrutura funcione como elevadora ou abaixadora de tensão.

O ganho estático para os conversores CC-CC SEPIC e Zeta no modo de condução contínuo é dado pela equação (1.1), onde  $V_i$ ,  $V_0$  e  $D$  representam a tensão de entrada, tensão de saída e razão cíclica de operação, respectivamente [6]-[7].

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (1.1)$$

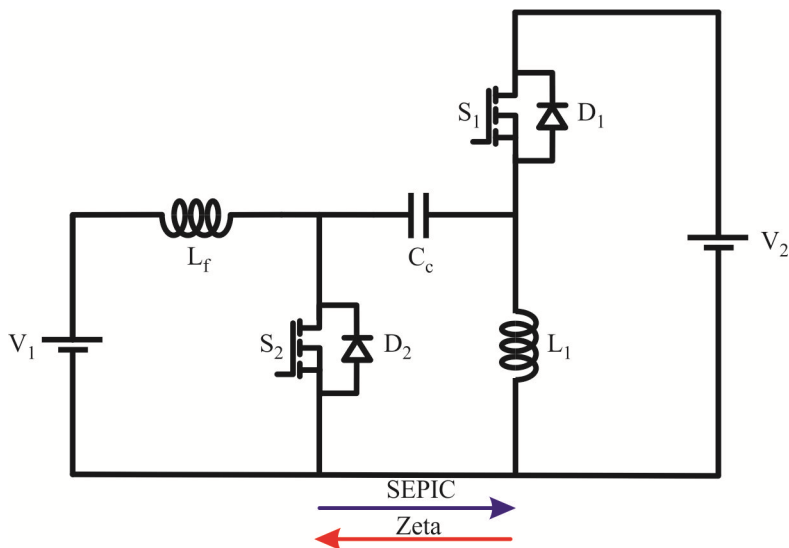
Para definir o estágio de potência da nova topologia proposta considera-se inicialmente o conversor SEPIC apresentado na Figura 1.2. Substituindo o diodo de saída por um interruptor, modifica-se a estrutura para que a mesma, seja bidirecional em corrente, além disso, o capacitor de saída e a carga são substituídos por uma fonte constante de tensão, como indicado na Figura 1.4.

Observa-se que em razão da bidirecionalidade de corrente nos interruptores, o conversor pode ser visto como uma estrutura do tipo SEPIC quando a relação é da fonte de tensão  $V_1$  para  $V_2$ . Por outro lado, o mesmo conversor apresenta configuração do tipo Zeta quando visto da fonte de tensão  $V_2$  para  $V_1$ .



**Figura 1.4 – Circuito do conversor Zeta-SEPIC.**

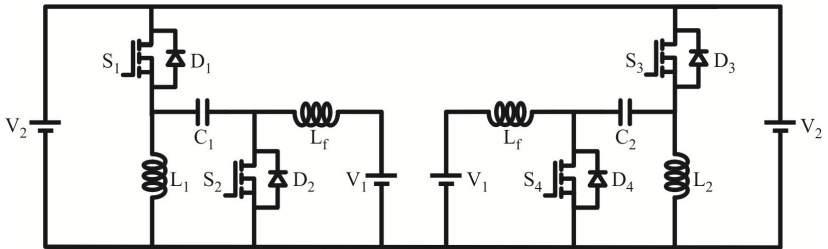
Na Figura 1.5 está representado o conversor Zeta-SEPIC cuja disposição dos componentes do circuito possibilita uma melhor visualização do braço inversor.



**Figura 1.5 – Circuito redesenhado do conversor Zeta-SEPIC.**

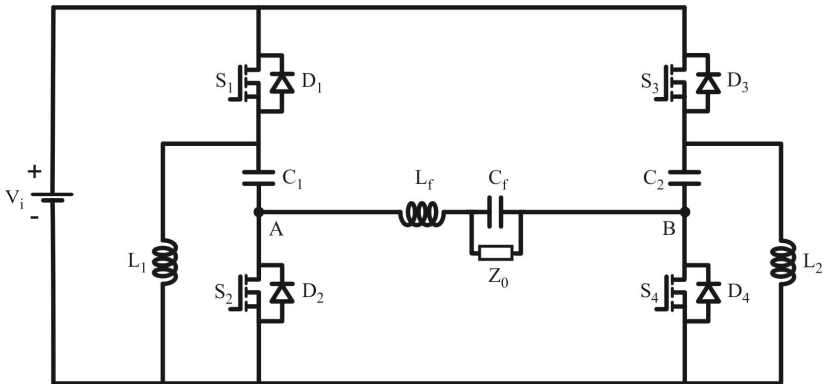


O circuito apresentado na Figura 1.6 é o resultado da associação de dois conversores Zeta-SEPIC.



**Figura 1.6 – Circuito resultante da associação de dois conversores Zeta-SEPIC.**

As fontes de tensão  $V_2$ , apresentadas na Figura 1.6, podem ser substituídas por uma única fonte definida por  $V_i$  (tensão de entrada), enquanto as fontes de tensão  $V_1$  são rearranjadas para o modo diferencial. Os resultados destas manipulações resultam no circuito apresentado na Figura 1.7.

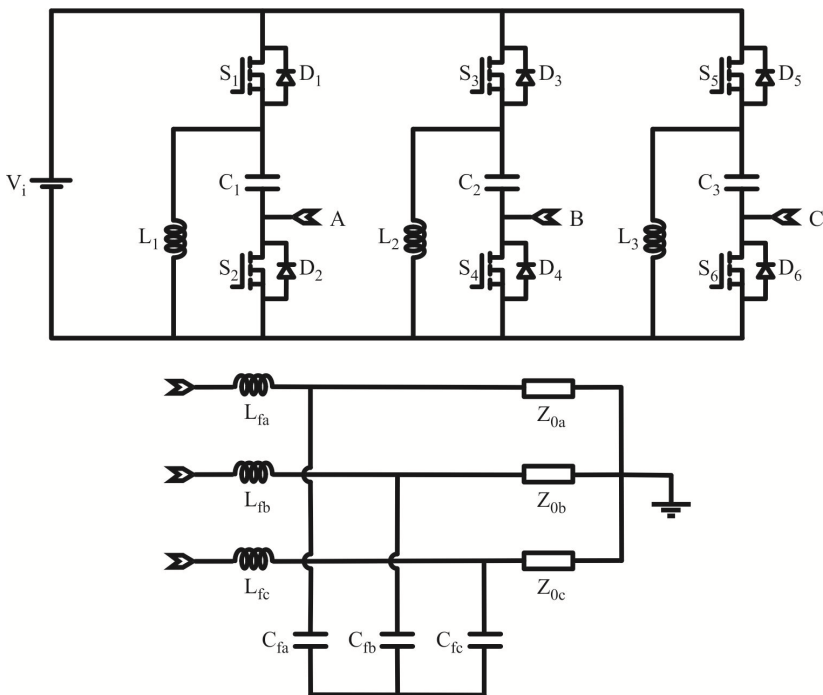


**Figura 1.7 - Estágio de potência do novo conversor monofásico CC-CA elevador-abaiçador de tensão.**

Para reduzir o conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor é utilizado um filtro do tipo LC entre os terminais A e B. Este arranjo permite que apenas a componente fundamental e uma pequena parcela de harmônicos estejam presentes na saída.

O circuito da Figura 1.7 apresenta duas células de comutação, uma delas é formada por  $S_1$ ,  $D_1$ ,  $C_1$ ,  $S_2$ ,  $D_2$  e  $L_1$  e a outra por  $S_3$ ,  $D_3$ ,  $C_2$ ,  $S_4$ ,  $D_4$  e  $L_2$ . Esta configuração possibilita que o conversor opere como abaixador ou elevador de tensão, características intrínsecas aos conversores CC-CC SEPIC e Zeta.

Pode-se ainda estender a estrutura monofásica de tensão para a configuração trifásica, incluindo os filtros de saída e as cargas, como indicado na Figura 1.8.



**Figura 1.8 - Estágio de potência do novo conversor trifásico CC-CA elevador-abaixador de tensão.**

## **1.4. Organização do Trabalho**

O trabalho de tese está dividido da seguinte maneira: No Capítulo 2 é realizada uma breve revisão bibliográfica das topologias comumente utilizadas nas estruturas inversoras, bem como, as principais técnicas empregadas na monitoração e controle.

No Capítulo 3 são apresentadas as etapas de operação, principais formas de onda, a análise estática e dinâmica do conversor. Com o objetivo de validar os equacionamentos são propostos no Capítulo 4 dois exemplos de projeto para o conversor operando em um ponto fixo de razão cíclica. No primeiro, a estrutura funciona como elevadora de tensão e no outro como abaixadora. Com os parâmetros definidos propõe-se através das simulações computacionais, a verificação das análises envolvidas e a comparação entre os parâmetros de projeto e os valores obtidos.

As considerações para a operação CA, a função de linearização e as observações para o controle do conversor estão apresentados no Capítulo 5. O dimensionamento do protótipo através das especificações de projeto incluindo os estágios de potência, controle e circuitos auxiliares estão descritos no Capítulo 6.

Os resultados de simulação e experimentais, tendo como base os parâmetros obtidos para a implementação do conversor, estão apresentados no Capítulo 7.

No Capítulo 8 estão descritas as conclusões finais referentes às análises teóricas e implementação prática realizadas. As planilhas dos cálculos, os circuitos implementados e as listas de componentes referentes à implementação do protótipo podem ser consultados nos Apêndices A-J.

## **1.5. Conclusões**

Este Capítulo abordou os aspectos motivacionais envolvidos, a proposta de trabalho e a origem do conversor que impulsionaram as análises qualitativas e quantitativas da nova topologia, propondo através da implementação de um protótipo a verificação e validação dos estudos realizados.



## **2. Revisão Bibliográfica**

### **2.1. Introdução**

Neste Capítulo são apresentadas algumas topologias utilizadas para o estágio de potência dos inversores de tensão, as estratégias utilizadas para a modulação e o controle que auxiliam no desenvolvimento do trabalho. Estas informações são fundamentais para consolidar os conceitos e aplicá-los na tese proposta.

### **2.2. Estágio de Potência dos Conversores CC-CA**

Nesta seção são apresentadas algumas topologias empregadas no estágio de potência dos inversores de tensão. Primeiramente, descrevem-se as características do inversor Buck, citando referências bibliográficas que utilizam a associação de circuitos adicionais, os quais permitem que o valor de pico da tensão alternada de saída seja maior que a tensão de barramento. Em seguida, são abordadas estruturas referentes aos inversores elevadores de tensão que utilizam um único estágio.

#### **2.2.1. Inversor Buck**

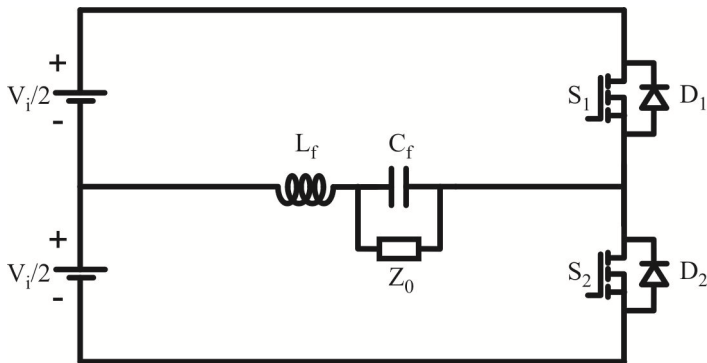
O inversor de tensão é uma estrutura cuja aplicação é muito difundida na eletrônica de potência. Uma das topologias mais empregadas para esta finalidade é o inversor Buck, cuja característica é definida por representar um valor de pico da tensão alternada de saída menor que a tensão de entrada.

Em relação à topologia do inversor Buck utilizada citam-se como características: os conversores CC-CA meia-ponte e ponte-completa indicados nas Figuras 2.1 e 2.2, respectivamente. Uma referência importante que contextualiza estas estruturas pode ser encontrada em [8].

As características do inversor meia-ponte, apresentado na Figura 2.1, são as seguintes:

- Utiliza apenas um braço inversor, constituído de dois interruptores que operam de forma complementar;
- Pode operar de forma isolada com a utilização de transformador entre os terminais do filtro de saída;

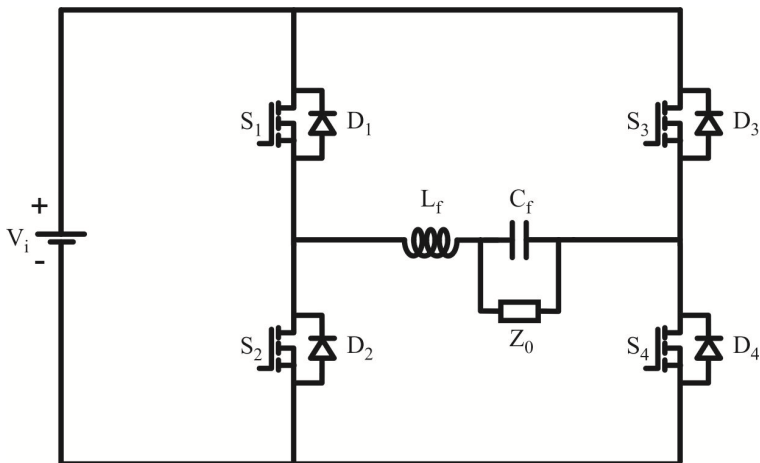
- Tensão máxima sobre o interruptor igual ao dobro da tensão de entrada, ou seja,  $V_i$ .



**Figura 2.1 – Inversor de tensão meia-ponte.**

Na Figura 2.2 é apresentado o inversor Buck em ponte completa com as seguintes características:

- Utiliza dois braços inversores operando de forma complementar;
- Barramento CC único;
- Permite a modulação unipolar ou bipolar;
- Tensão máxima sobre os interruptores igual à tensão de entrada  $V_i$ .



**Figura 2.2 – Inversor de tensão ponte-completa.**

Os inversores do tipo Buck têm diferentes aplicações industriais e comerciais, tais como: fonte ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supply-UPS* ou *No-Break*), conexões com a rede elétrica, retificadores PWM, acionamentos elétricos, geração distribuída e em filtros ativos para compensação de harmônicas.

Pode-se também encontrar estágios intermediários de potência associados em cascata com o inversor ou ainda a utilização de um transformador conectado a carga. Os arranjos citados permitem obter na saída do conversor uma tensão maior que a tensão contínua de alimentação. Exemplos destas aplicações podem ser consultados nas referências [9]-[12].

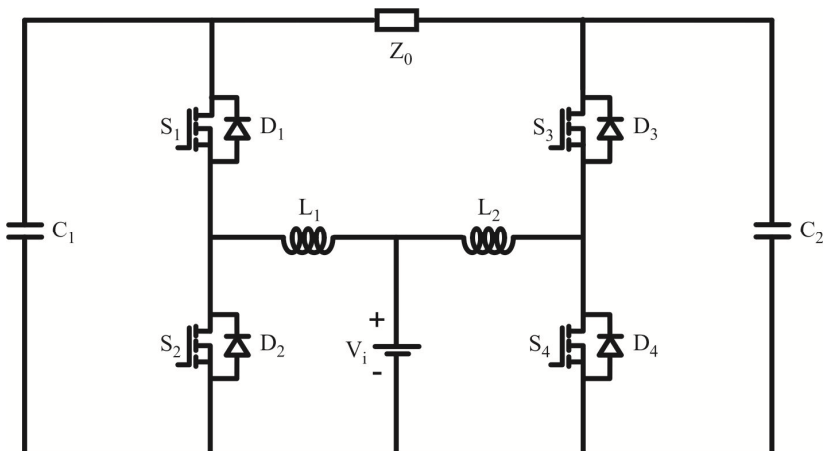
### 2.2.2. Inversor Boost

Os primeiros estudos do inversor Boost estão descritos em [13], [14] e [15]. O principal atrativo desta topologia é a característica de obter um valor de pico da tensão alternada de saída maior que a tensão de entrada.

Um aspecto importante do inversor Boost é o fato de não utilizar um estágio intermediário de potência e transformador nos terminais de saída do conversor CC-CA. O estágio intermediário e o transformador são aplicados nestas estruturas quando se deseja obter um ganho estático maior que a unidade.

O conversor CC-CA Boost apresentado na Figura 2.3 proporciona vantagens como: a redução do número de estágios de processamento de energia e um número menor de interruptores. Isto aumenta a confiabilidade e eficiência, além de reduzir o volume, peso e custo. As referências indicadas em [16], [17] e [18] fornecem informações complementares a respeito das aplicações desta topologia.

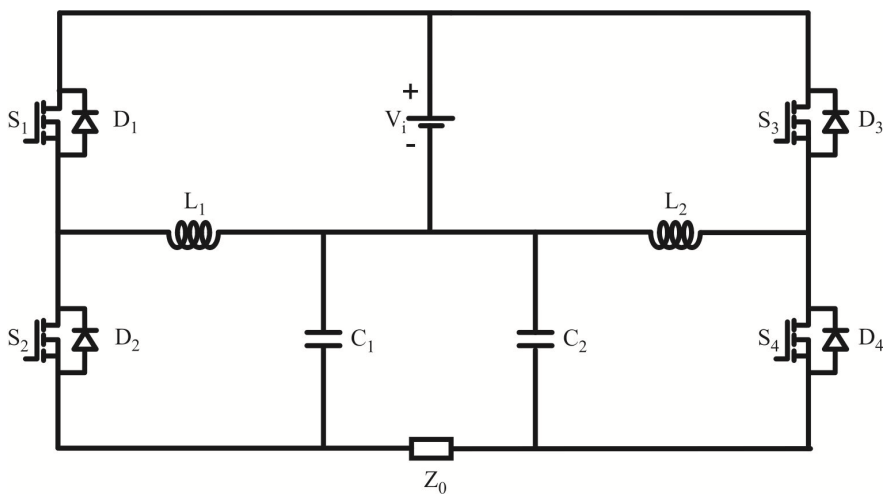
O circuito da Figura 2.3 é constituído a partir de dois conversores CC-CC do tipo Boost, aplicando em cada um deles a bidirecionalidade em corrente. Cada conversor Boost produz uma tensão unipolar, senoidal e com uma componente contínua. Para eliminar o nível CC é proposta a conexão da carga de forma diferencial, onde a modulação em cada um dos conversores é defasada de  $180^\circ$ , o que maximiza a excursão de tensão através da carga. A geração da tensão bipolar na saída é obtida por um arranjo *push-pull*, desta forma, um conversor funciona como fonte e o outro como carga [13].



**Figura 2.3 – Inversor de tensão Boost proposto por [13].**

### 2.2.3. Inversor Buck-Boost

Esta topologia é obtida através de dois conversores CC-CC Buck-Boost como representado na Figura 2.4. A configuração desta estrutura segue o mesmo princípio aplicado para os inversores Buck e Boost.



**Figura 2.4 – Inversor de tensão Buck-Boost proposto por [13].**



O circuito da Figura 2.4 pode operar, dependendo do valor da razão cíclica, como elevador ou abaixador. O conversor CC-CA Buck-Boost apresenta em sua configuração dois indutores e dois capacitores. Entre os terminais da carga pode ser empregado um filtro do tipo LC com o capacitor em paralelo à carga.

As referências [19], [20] e [21] apontam informações para análise, estudo, modulação e estratégias utilizadas para o controle dos inversores de tensão do tipo Buck-Boost.

#### 2.2.4. Inversor Cúk, SEPIC e Zeta

O inversor Cúk, proposto em [13], é uma estrutura obtida a partir de dois conversores CC-CC, sendo necessário atribuir ao conversor a característica de bidirecionalidade em corrente, como indicado na Figura 2.5. A mesma análise é estendida para os inversores SEPIC e Zeta, representados nas Figuras 2.6 e 2.7, respectivamente.

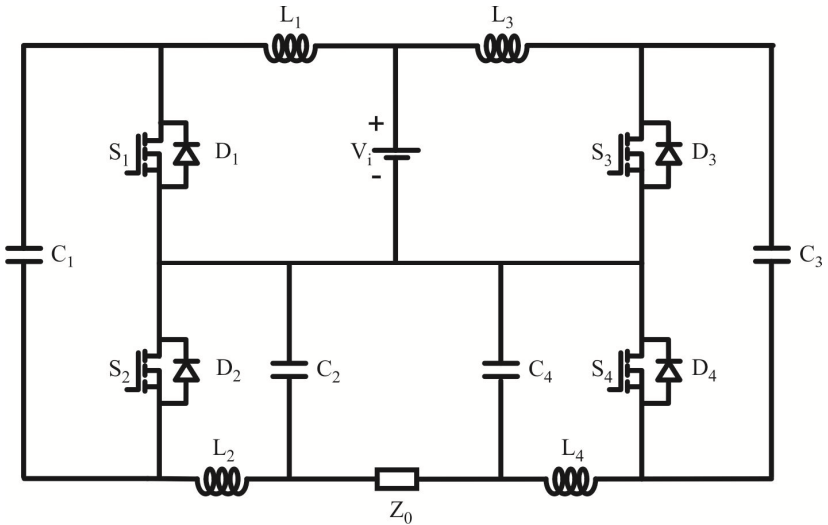


Figura 2.5 – Inversor de tensão Cúk proposto por [13].

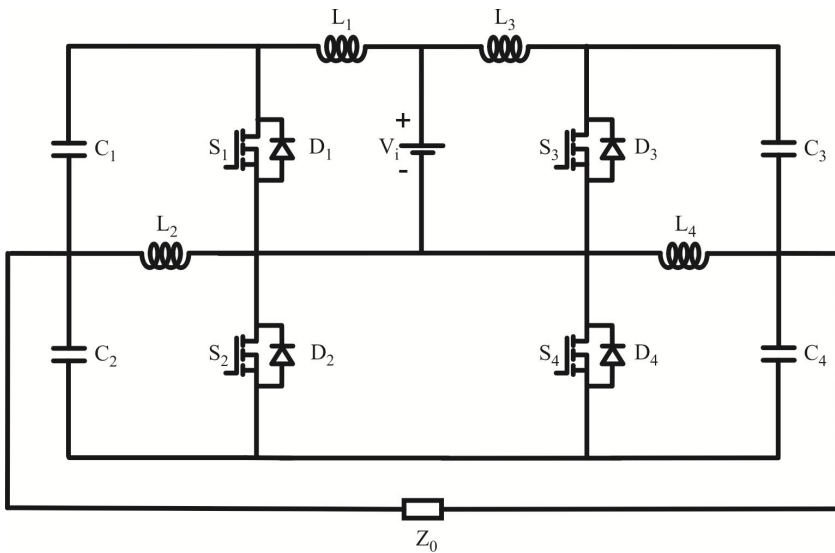


Figura 2.6 – Inversor de tensão SEPIC proposto por [13].

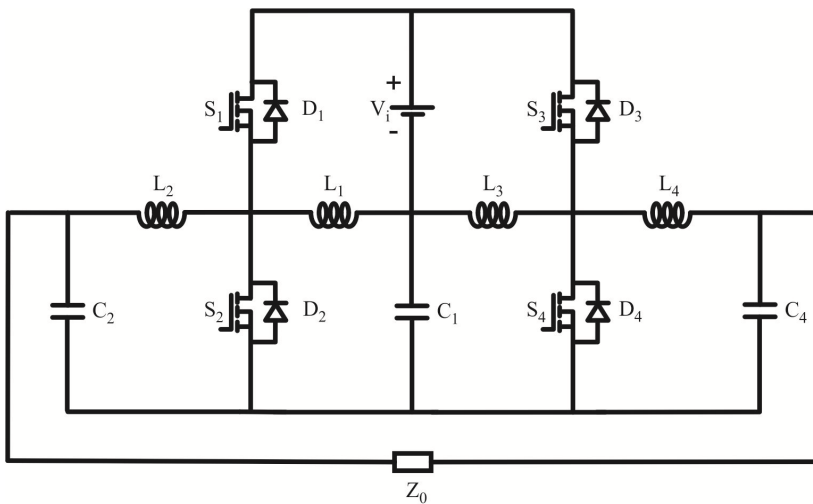
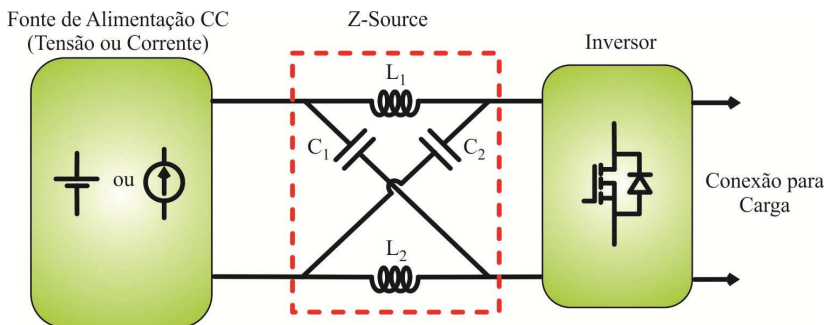


Figura 2.7 – Inversor de tensão Zeta proposto por [13].

### 2.2.5. Inversor Z-Source

O inversor Z-Source, representado na Figura 2.8, foi proposto por [22], em 2003. Esta estrutura se caracteriza por ser outra alternativa para inversores, cuja topologia, também possibilita uma característica elevadora devido à associação de indutâncias e capacitâncias que formam uma única impedância entre a entrada e a saída.



**Figura 2.8 – Estrutura geral do conversor Z-Source.**

Na literatura encontram-se diversas aplicações que utilizam as características do inversor Z-Source, como demonstrado nas referências [23]-[26].

### 2.3. Modulação PWM Aplicadas nos Conversores CC-CA

A técnica de modulação mais difundida na eletrônica de potência é a modulação por largura de pulsos. No entanto, outras formas de modulação são obtidas com a variação de alguns parâmetros, como largura de pulso, frequência ou ambas simultaneamente.

A introdução da modulação PWM (*Pulse Width Modulated*) foi proposta em meados de 1960. Entretanto, a operação em alta frequência foi limitada pela tecnologia empregada na fabricação dos interruptores de potência. Com o desenvolvimento tecnológico, os avanços da modulação PWM foram fundamentais para implementação de técnicas mais sofisticadas para o controle dos conversores CC-CA. As referências [8] e [27]-[30] apresentam uma explanação a respeito da modulação PWM aplicada aos inversores de tensão, descrevendo as características da implementação desta técnica.

Para se obter uma tensão de saída regulada, senoidal e com baixa taxa de distorção harmônica de tensão é empregada, por exemplo, a modulação PWM bipolar. Neste tipo de modulação, os sinais de referência são comparados com uma imagem da tensão e/ou corrente provenientes do estágio de potência. O erro obtido é aplicado na entrada do controlador, que por sua vez, gera um sinal na saída que é comparado com uma portadora. O resultado desta operação determina o tempo de condução dos interruptores de potência.

A técnica de modulação e o tipo de controle são importantes, pois a partir destes, é possível estabelecer uma técnica adequada para a regulação da tensão de saída, preservando a qualidade na representação da variável em questão.

## **2.4. Técnicas de Controle Aplicadas nos Conversores CC-CA**

Esta seção apresenta brevemente as principais técnicas empregadas no controle dos inversores de tensão. São abordados os controles lineares e não-lineares, implementações analógicas e digitais e as contribuições para atender as especificações da carga.

Em geral, quando se emprega um conversor CC-CA de tensão deseja-se controlar ou regular a tensão nos terminais da carga. Os métodos empregados para este fim são agrupados da seguinte forma:

- Controle da tensão na entrada do inversor;
- Controle da tensão dentro do inversor por modulação ou por defasagem;
- Controle da tensão na saída do inversor.

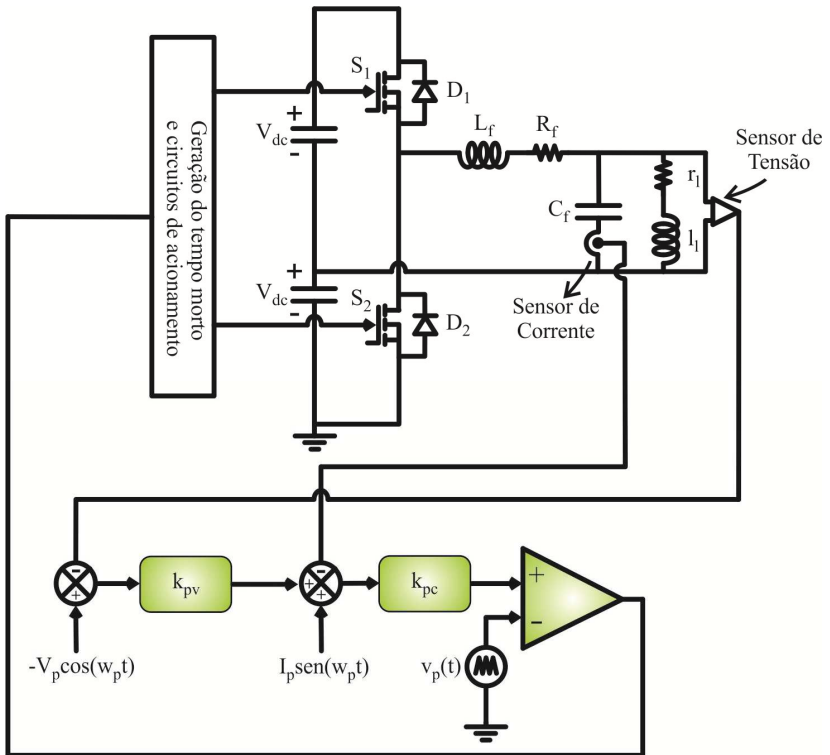
As primeiras estratégias para o controle dos inversores de tensão estão relacionadas com a regulação do valor eficaz (valor quadrático médio) da tensão de saída [31]. Este tipo de estratégia apresenta bons resultados para cargas lineares garantindo assim, uma regulação estática adequada.

O advento das cargas não-lineares exigiu o desenvolvimento de novas estratégias de controle, com a finalidade de obter uma regulação da tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica. Assim, surgiram os sistemas de controle que utilizam valores médios quase instantâneos das variáveis [32].

Os primeiros trabalhos com controle instantâneo realimentavam as variáveis de saída do inversor (*multi loop controller*), ou seja, a tensão e a corrente. As referências [33]-[36] abordam uma estratégia de controle que possui uma malha interna realimentando a corrente do capacitor de saída e uma malha externa que monitora e controla a tensão

de saída do inversor. Nestas referências utiliza-se o método dos valores médios quase instantâneos para a modelagem e o controle do inversor, apresentando resultados eficazes para cargas lineares e não-lineares.

Na Figura 2.9 está representado o diagrama de controle e a técnica proposta de acordo com [33]. Observa-se a realimentação da tensão de saída e da corrente no capacitor  $C_f$ .



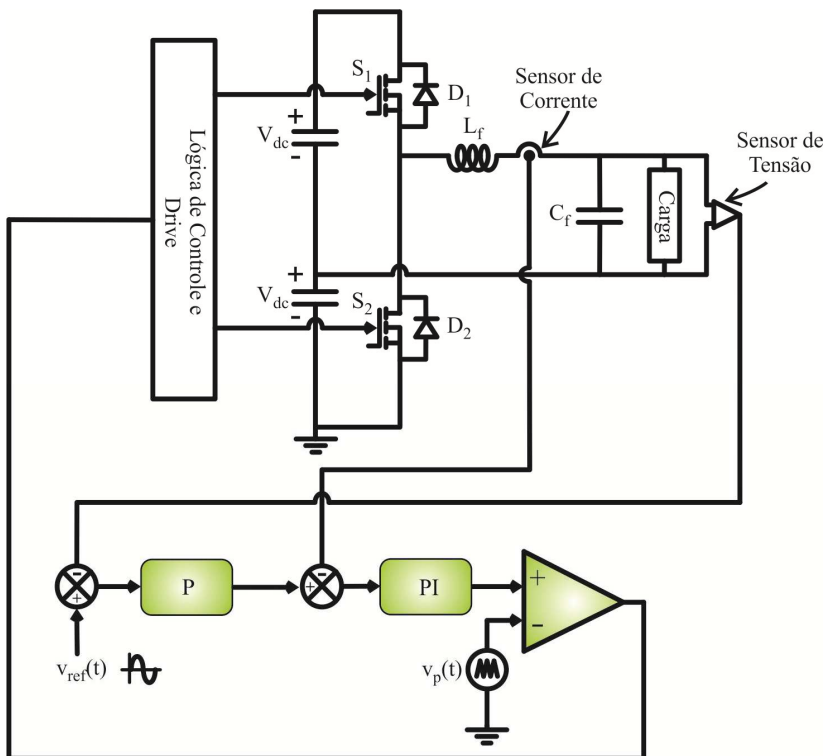
**Figura 2.9 – Diagrama de controle e técnica proposta em [33].**

As referências [37] e [38] também são relativas ao controle *multi loop*, entretanto, ao invés de controlar a corrente do capacitor, esta estratégia regula a corrente do indutor do filtro de saída LC. O sistema apresenta duas malhas de realimentação, sendo uma interna de corrente e outra externa para a tensão de saída do inversor.

Em [37] é realizado um comparativo para 3 (três) diferentes formas de controle da corrente do inversor de tensão:

- Realimentação da corrente do capacitor de saída;
- Realimentação da corrente do indutor de saída;
- Realimentação da corrente do indutor e da carga.

A Figura 2.10 representa o diagrama de controle proposto em [38]. Esta técnica de controle utiliza a realimentação da tensão de saída e da corrente no indutor  $L_f$ .



**Figura 2.10 – Diagrama de controle e técnica proposta em [38].**

A princípio, a realimentação da corrente do capacitor apresenta o melhor desempenho e com baixo custo. Entretanto, esta estratégia não inclui proteção de sobrecorrente. A realimentação da corrente do indutor de saída apresenta bons resultados, porém, para realizar este processo há necessidade de implementar sensores de corrente de maior capacidade. As realimentações da corrente do indutor e da carga simultaneamente é a de maior custo, contudo, agregam as atribuições das duas técnicas citadas anteriormente.

Independente do tipo de realimentação da corrente adotada, de acordo com as referências [33]-[38], a malha de tensão é responsável pela regulação da tensão de saída, enquanto que a malha de corrente tem a função de melhorar a dinâmica e garantir a estabilidade.

A referência [39] explora uma estratégia de controle que utiliza somente uma malha de tensão, utilizando um controlador do tipo PID (Proporcional Integral Derivativo). Este tipo de controlador possui um integrador, um pólo e dois zeros, além do ganho. O integrador é utilizado para que a dinâmica resultante do sistema possa representar um integrador com ganho, desta forma, a tensão de saída é mantida próxima do valor de referência. O outro pólo do controlador é utilizado para a implementação física e alocado na alta frequência eliminando, assim, a amplificação de sinais provenientes dos efeitos da comutação dos interruptores. Os dois zeros são alocados sobre a frequência de ressonância do filtro de saída, de modo a eliminar os efeitos do duplo pólo presente na função de transferência. Os resultados verificados em [39] satisfazem as condições dinâmicas do conversor, tanto para cargas lineares e não-lineares, de modo que a taxa de distorção harmônica da tensão de saída se encontra abaixo de 1%.

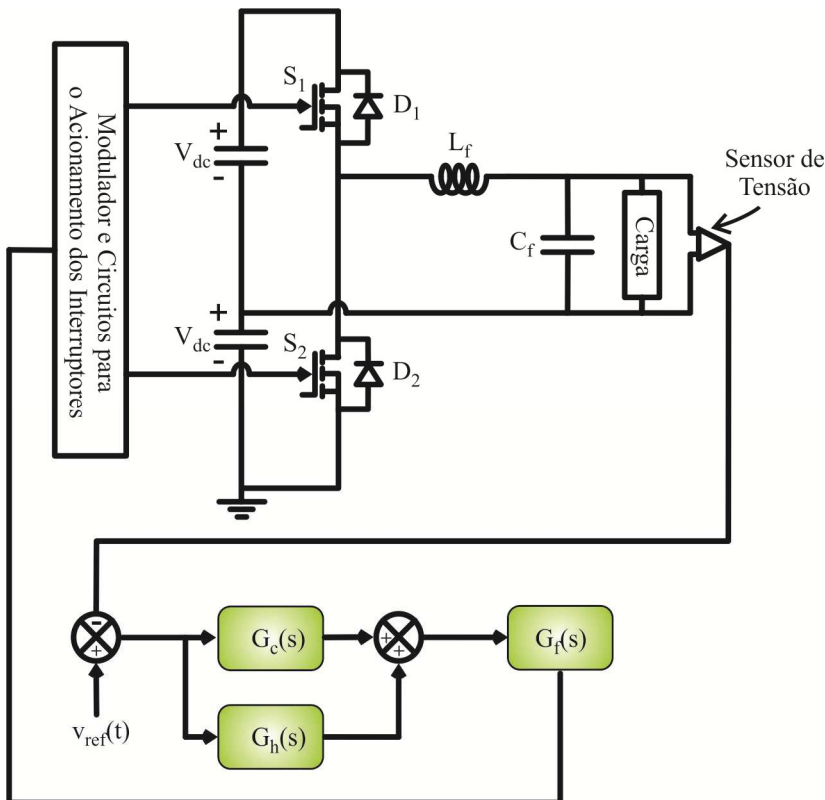
Com o objetivo de melhorar a ação do controle instantâneo são adicionados controladores auxiliares em paralelo com o controlador principal. Os compensadores auxiliares são geralmente controladores repetitivos [40], proporcional ressonante [41] ou de correção de harmônicos [41].

Embora o controlador repetitivo não imponha uma dinâmica rápida ao sistema, o controle instantâneo é adaptado para melhorar sua dinâmica. O controle repetitivo tem se mostrado eficaz na rejeição de distúrbios cíclicos, contudo, observa-se que estes controladores necessitam de uma perfeita sincronia com o sinal de referência.

Os controladores ressonantes ou de harmônicas, apresentados em [41], são alternativas empregadas para a regulação da tensão de saída de inversores, dedicados para eliminar ou minimizar harmônicas indesejáveis e proporcionar erro estático nulo em relação à frequência de regulação, possibilitando reproduzir com qualidade o sinal de referência. Esta técnica de controle é baseada em duas malhas de tensão em paralelo, uma dedicada ao controlador de tensão e outra referente ao controlador ressonante, o qual oferece ganho infinito na frequência de ressonância.

A técnica utilizada em controles ressonantes oferece erro nulo ao seguimento da componente da tensão de referência, além de eliminar possíveis distorções na frequência de sintonização.

A Figura 2.11 apresenta o diagrama de controle proposto em [41]. De acordo com o diagrama de controle, a tensão de saída é realimentada e o controle utiliza um controlador ressonante ( $G_c(s)$ ) em paralelo com outro de harmônica ( $G_h(s)$ ).



**Figura 2.11 – Diagrama de controle e técnica proposta em [41].**

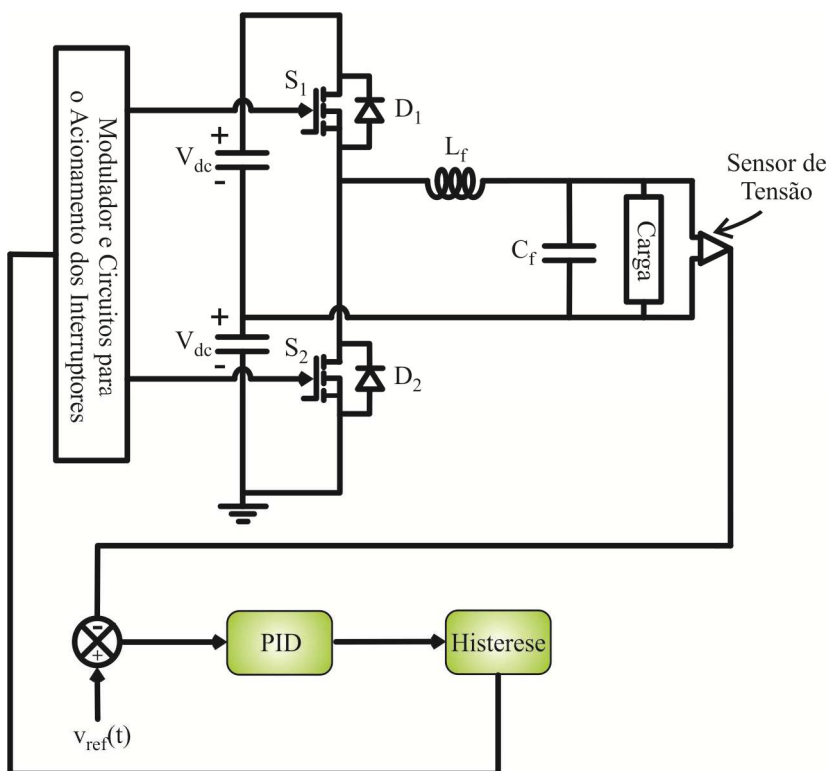
Com a evolução do processamento digital, as estratégias de controle por variáveis de estado, preditiva (*dead-beat control*), de modo deslizante (*sliding mode control*) e adaptativa, também são técnicas alternativas para o controle dos conversores CC-CA, como apresentado em [42]-[48].

Em [42] é proposto um controlador por histerese, que apresenta excelentes resultados em situações em que há variações de carga e redução efetiva das harmônicas da tensão de saída. Este controle se



caracteriza por comparar a tensão de saída com uma referência senoidal, o erro gerado é aplicado em um controlador proporcional derivativo (PD). A saída do controlador PD é aplicada na entrada do controlador de histerese, o qual limita valores máximos e mínimos para a tensão de saída. A referência [43] apresenta o controle digital para inversores trifásicos com filtro de saída LC.

Uma revisão das técnicas de controle não-lineares aplicados em UPS é apresentada em [44], destacando as vantagens e desvantagens para os compensadores não-lineares que utilizam as técnicas do controle por modos deslizantes SMC (*sliding mode control*), inteligência artificial e os controladores adaptativos. A Figura 2.12 apresenta um exemplo do diagrama de controle por histerese proposto em [42].



**Figura 2.12 – Diagrama de controle e técnica proposta em [42].**

As estratégias de controle apresentadas auxiliam no estudo para implementação do controle da tensão de saída do conversor proposto. Através da realimentação da tensão de saída e de um controlador devidamente projetado para atender a dinâmica do conversor garante-se a regulação da tensão de saída.

## **2.5. Conclusões**

A finalidade deste Capítulo foi apresentar de forma sucinta a descrição de algumas topologias do estágio de potência, bem como as técnicas empregadas na modulação e controle.

Os estágios de potência abordados permitiram a formulação de uma nova estrutura para os conversores CC-CA, agregando características exclusivas que possibilitam destacá-la como uma alternativa em aplicações que necessitam de um valor de pico da tensão alternada de saída maior que a tensão de barramento.

As topologias de potência, as técnicas de modulação e controle, fundamentam o novo conversor CC-CA, agregando a estrutura ferramentas essenciais na análise matemática, metodologia de projeto e implementação.

### **3. Análise Estática e Dinâmica do Novo Conversor**

#### **3.1. Introdução**

Neste Capítulo são apresentadas as etapas de operação, as principais formas de onda e a análise estática e dinâmica do conversor para um ponto fixo de razão cíclica.

A análise estática tem por objetivo de determinar os valores médios quase instantâneos para as correntes nos indutores, tensões nos capacitores e o ganho estático.

Na análise dinâmica são apresentadas as considerações e os equacionamentos envolvidos para definir uma função de transferência que relacione os sinais de perturbação da tensão de saída e da razão cíclica.

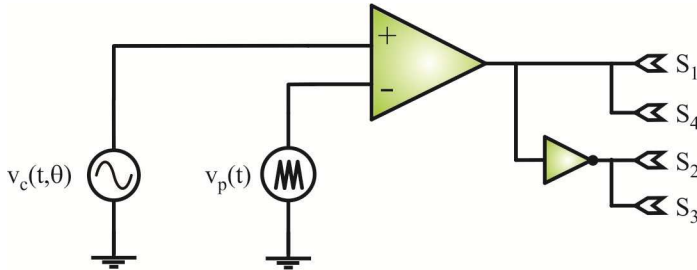
Os resultados destas análises determinam as ferramentas matemáticas para a compreensão e definição de uma metodologia de projeto do novo conversor CC-CA.

#### **3.2. Estratégia de Modulação**

Em geral, o princípio de funcionamento dos conversores CC-CA está intimamente ligado a estratégia de modulação empregada, sendo esta, identificada como o processo de mudança de estado dos interruptores em um conversor.

Nas análises matemáticas e de implementação prática do novo conversor CC-CA é utilizada a modulação bipolar. Esta estratégia é bastante empregada na indústria por possibilitar operação em frequência fixa, utilizando uma portadora com frequência da ordem de kHz e com o conteúdo harmônico deslocado para altas frequências. Desta maneira têm-se uma diminuição do peso, volume e custo dos componentes do filtro de saída, além de melhorar a utilização dos elementos magnéticos devido à utilização de frequência fixa.

A Figura 3.1 apresenta de forma simplificada, o circuito modulador utilizado, onde a tensão de modulação, definida por  $v_c(t, \theta)$ , é aplicada na entrada não inversora do comparador e o sinal da portadora, dado por  $v_p(t)$ , conectado a entrada inversora.



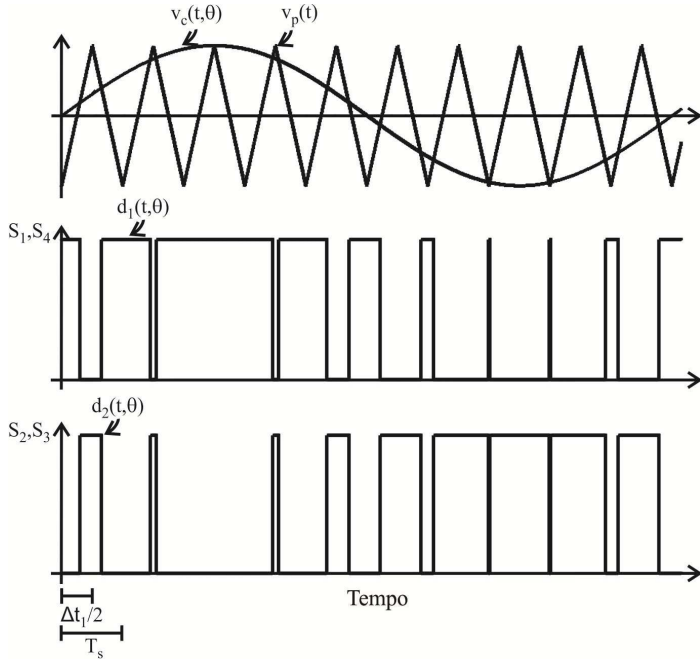
**Figura 3.1 – Representação do circuito modulador utilizado nas análises matemáticas do novo conversor CC-CA.**

Na modulação bipolar, o sinal de referência  $v_c(t, \theta)$  é comparado com o sinal da portadora  $v_p(t)$ , cuja frequência é superior a tensão de referência, obtendo assim, os pulsos de comando para os interruptores.

Considera-se para simplificação das análises, que o sinal modulante utilizado é do tipo senoidal, composto por uma componente fundamental e sem distorção. No entanto, o sinal  $v_c(t, \theta)$  em alguns casos pode apresentar um conteúdo harmônico elevado, justificado em decorrência do ganho estático e da ação de controle imposta, a qual está diretamente relacionada ao tipo de carga que a estrutura deve atender.

Na Figura 3.2 estão representadas as formas de onda dos sinais da moduladora e da portadora, os pulsos aplicados aos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  (definidos por  $d_1(t, \theta)$ ) e os pulsos para  $S_2$  e  $S_3$  (indicados por  $d_2(t, \theta)$ ).

Com a finalidade de formalizar as variáveis descritas nas figuras e nos equacionamentos é fundamental esclarecer que existem expressões matemáticas que envolvem o tempo “t” e/ou o ângulo “ $\theta$ ”. A variável “t” está relacionada com o período de comutação, enquanto a variável “ $\theta$ ” representa a variação do sinal modulante. Estas variáveis estão intimamente ligadas, porém, assumindo que a relação de frequências entre o sinal modulante e o sinal da portadora seja muito grande, considera-se essencial ao longo dos equacionamentos, a discriminação das mesmas.



**Figura 3.2 – Representação da modulação bipolar: sinais de referência, portadora e pulsos de comando para os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_2$ ,  $S_3$ .**

Ao analisar as etapas de operação do novo conversor para um período de comutação, observa-se que o sinal da moduladora pode ser aproximado por um valor constante, em decorrência da relação de entre os sinais  $v_c(t, \theta)$  e  $v_p(t)$ . No entanto, sabe-se que o sinal modulante varia conforme o ângulo “ $\theta$ ”, caracterizando assim, uma função periódica. Algumas expressões como: tensões e correntes nos indutores e capacitores são dependentes de “ $t$ ” e “ $\theta$ ”. Estas expressões representam sinais periódicos para um pequeno intervalo de comutação e para a variação angular do sinal modulante.

Com o esclarecimento da modulação utilizada e das ponderações a respeito das variáveis do sistema apresentam-se as expressões matemáticas envolvidas na modulação empregada.

De acordo com a Figura 3.2, durante meio período de comutação, o sinal da portadora é definido pela expressão (3.1).

$$v_p(t) = \frac{4 \cdot V_{\text{tripk}}}{T_s} \cdot t - V_{\text{tripk}} \quad (3.1)$$

O intervalo de tempo  $\Delta t_1$  apresentado na Figura 3.2 é determinado por (3.2).

$$\Delta t_1 = d_1(t, \theta) \cdot T_s \quad (3.2)$$

A igualdade (3.2) define o intervalo de tempo em que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  encontram-se habilitados. Considerando que a frequência de comutação é maior que a frequência da moduladora, afirma-se através de (3.3), que o sinal modulador pode ser aproximado por um valor constante  $V_c(\theta)$ , onde “ $\theta$ ” representa o ângulo instantâneo de operação da razão cíclica.

$$v_p\left(\frac{\Delta t_1}{2}\right) = V_c(\theta) = \frac{4 \cdot V_{\text{tripk}}}{T_s} \cdot \frac{\Delta t_1}{2} - V_{\text{tripk}} \quad (3.3)$$

Substituindo o intervalo de tempo  $\Delta t_1/2$  em (3.3), e dividindo por  $V_{\text{tripk}}$  encontra-se (3.4).

$$\frac{V_c(\theta)}{V_{\text{tripk}}} = \frac{2}{T_s} \cdot \Delta t_1 - 1 \quad (3.4)$$

Considerando (3.5) e (3.4) chega-se a expressão (3.6), determinando a razão cíclica aplicada aos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .

$$f_m(t, \theta) = \frac{v_c(t, \theta)}{V_{\text{tripk}}} \quad (3.5)$$

$$d_1(t, \theta) = \frac{1}{2} \cdot [1 + f_m(t, \theta)] \quad (3.6)$$

O sinal  $d_2(t, \theta)$  aplicado aos interruptores  $S_2$  e  $S_3$  é complementar a  $d_1(t, \theta)$ . Portanto, através de (3.7) define-se  $d_2(t, \theta)$ .

$$d_2(t, \theta) = 1 - d_1(t, \theta) \quad (3.7)$$

Substituindo (3.6) em (3.7) tem-se (3.8).

$$d_2(t, \theta) = \frac{1}{2} \cdot [1 - f_m(t, \theta)] \quad (3.8)$$

O sinal modulador  $f_m(t, \theta)$  tem os limites definidos em (3.9).

$$-1 \leq f_m(t, \theta) \leq 1 \quad (3.9)$$

Os limites de operação para  $d_1(t, \theta)$  e  $d_2(t, \theta)$  estão indicados em (3.10).

$$\begin{cases} 0 \leq d_1(t, \theta) \leq 1 \\ 0 \leq d_2(t, \theta) \leq 1 \end{cases} \quad (3.10)$$

A função  $f_m(t, \theta)$  apresenta as condições impostas por  $d_1(t, \theta)$  e  $d_2(t, \theta)$  determinadas por (3.11) e (3.12), respectivamente. Tais condições são relativas aos limites extremos do sinal modulador.

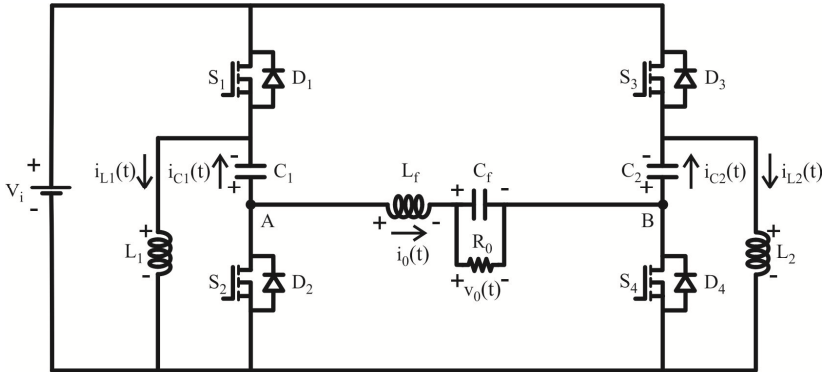
$$f_m(t, \theta) = 1 \rightarrow \begin{cases} d_1(t, \theta) = 1 \\ d_2(t, \theta) = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$f_m(t, \theta) = -1 \rightarrow \begin{cases} d_1(t, \theta) = 0 \\ d_2(t, \theta) = 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

### 3.3. Etapas de Operação do Novo Conversor

A Figura 3.3 apresenta o estágio de potência do novo conversor, indicando as referências das correntes e polaridades adotadas para as análises matemáticas.

O novo conversor apresenta duas células de comutação, uma delas é definida pelos componentes  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $C_1$  e  $L_1$  e a outra por  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $C_2$  e  $L_2$ . Entre os terminais A e B estão alocados o filtro de saída, dado por  $L_f$  e  $C_f$ , e a carga puramente resistiva  $R_0$ .



**Figura 3.3 – Representação do estágio de potência do novo conversor.**

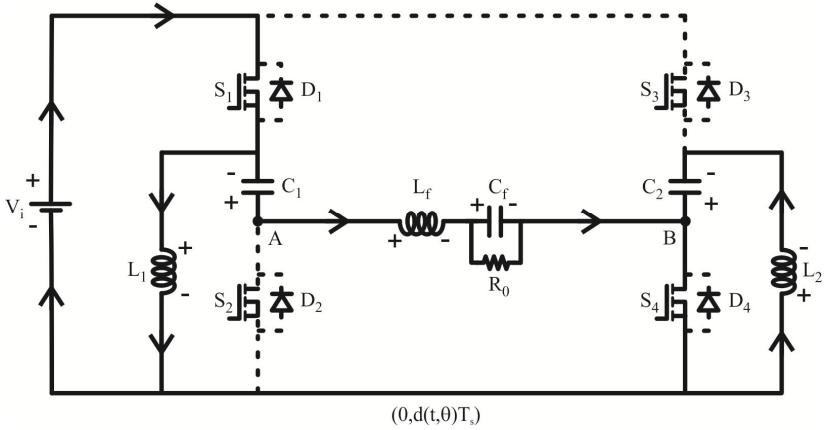
Observa-se na Figura 3.3 que  $i_0(t)$  é igual a corrente no indutor  $L_f$  ( $i_{L_f}(t)$ ), assim como  $v_0(t)$  é igual a tensão no capacitor  $C_f$  ( $v_{C_f}(t)$ ).

Considerando a modulação bipolar, o conversor apresenta 4 etapas de operação. Duas etapas são definidas para valores de razão cíclica maiores que 0,5 e consequentemente, as duas etapas restantes são determinadas para os valores menores que 0,5.

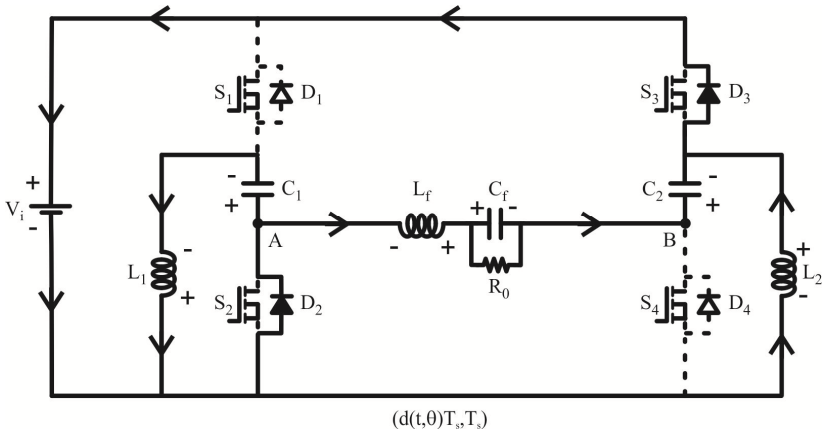
### 3.3.1. Etapas de Operação para $d_1(t, \theta) > 0,5$

Na primeira etapa de operação, representada na Figura 3.4, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão habilitados e conduzindo. A segunda etapa de operação, indicada na Figura 3.5, é determinada pela condução dos diodos  $D_2$  e  $D_3$  que assumem a corrente após o bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .





**Figura 3.4 – Primeira etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica maiores que 0,5.**

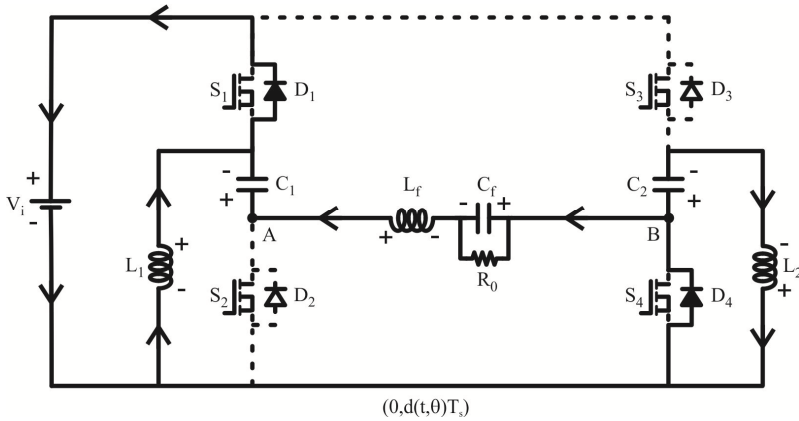


**Figura 3.5 – Segunda etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica maiores que 0,5.**

### 3.3.2. Etapas de Operação para $d_1(t, \theta) < 0,5$

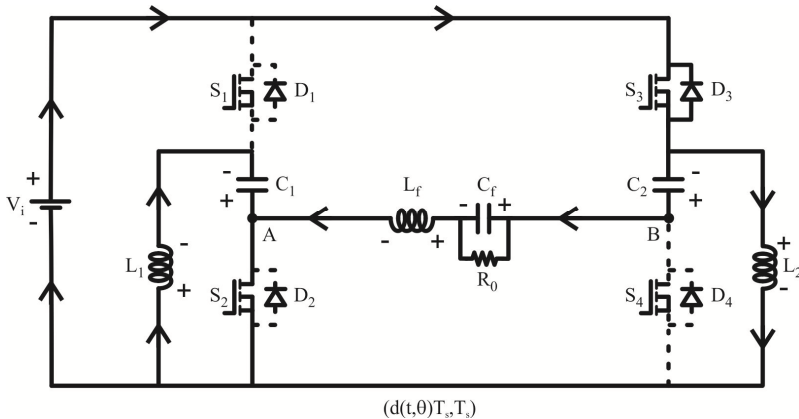
A primeira etapa de operação é representada através Figura 3.6. Nesta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão habilitados, porém, devido o

sentido da corrente de saída, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  encontram-se polarizados e conduzindo.



**Figura 3.6 – Terceira etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica menores que 0,5.**

Na segunda etapa, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão habilitados e conduzindo, conforme o circuito apresentado na Figura 3.7.



**Figura 3.7 – Quarta etapa de operação do novo conversor para valores de razão cíclica menores que 0,5.**

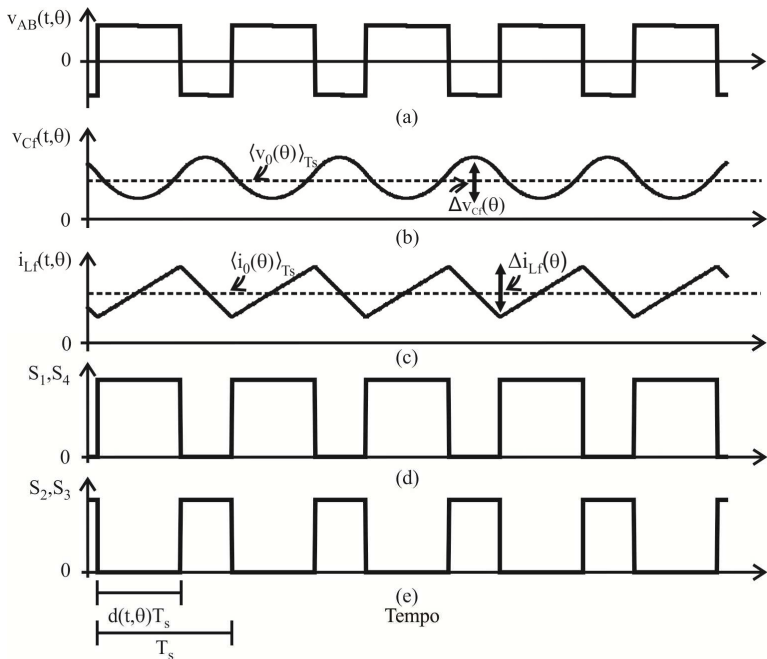
Observa-se que os circuitos equivalentes da primeira e terceira etapa, assim como os da segunda e quarta são equivalentes. Portanto, os

circuitos adotados para as análises matemáticas são relativos às Figuras 3.4 e 3.5.

### 3.4. Principais Formas de Onda

Para ilustrar as etapas de operação apresentam-se nesta seção as principais formas de onda para uma razão cíclica de operação fixa (em função de um dado  $\theta$ ), fornecendo as informações necessárias para a análise estática e dinâmica do conversor. Os valores médios das correntes nos indutores e das tensões nos capacitores, bem como suas respectivas ondulações estão indicados nas formas de onda.

Na Figura 3.8 estão representadas as formas de onda da tensão entre os terminais A e B, a tensão no capacitor  $C_f$ , corrente de saída, os pulsos de comando aplicados nos interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_2, S_3$ .

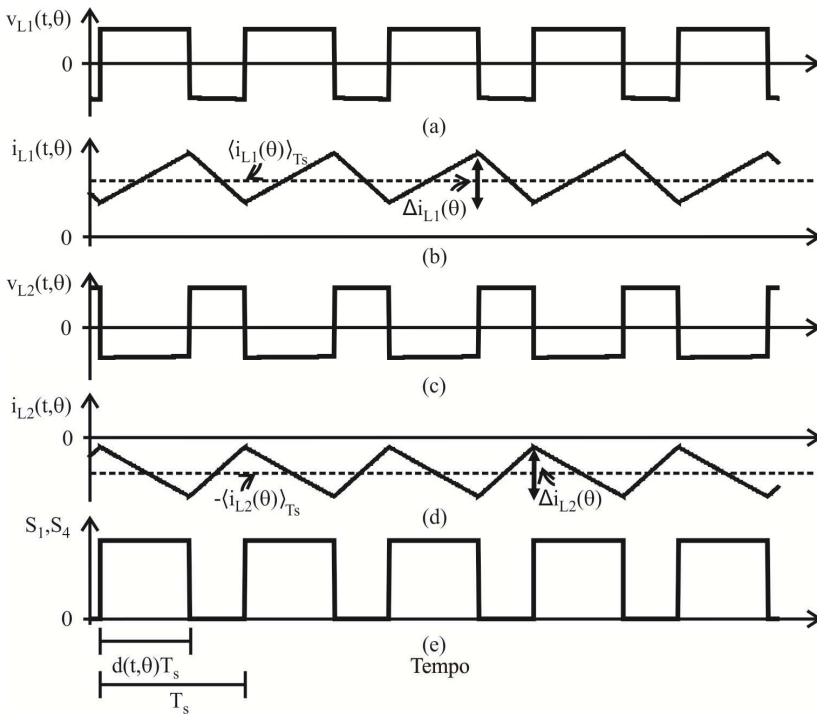


**Figura 3.8 – Principais formas de onda: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão sobre o capacitor  $C_f$ ; (c) corrente no indutor  $L_f$ ; (d) pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ .**

O período de comutação é definido por  $T_s$  e a primeira etapa de operação determinada por  $d(t,\theta)T_s$ . Por convenção, afirma-se que a razão cíclica nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  ( $d_1(t,\theta)$ ) é igual a  $d(t,\theta)$ .

Durante a primeira etapa de operação, a tensão entre os terminais A e B é positiva e consequentemente a corrente no indutor  $L_f$  é crescente. Na segunda etapa de operação ocorre o processo inverso, a tensão entre A e B é negativa e a corrente através do indutor  $L_f$  é decrescente.

A Figura 3.9 apresenta as tensões e correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e os pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .

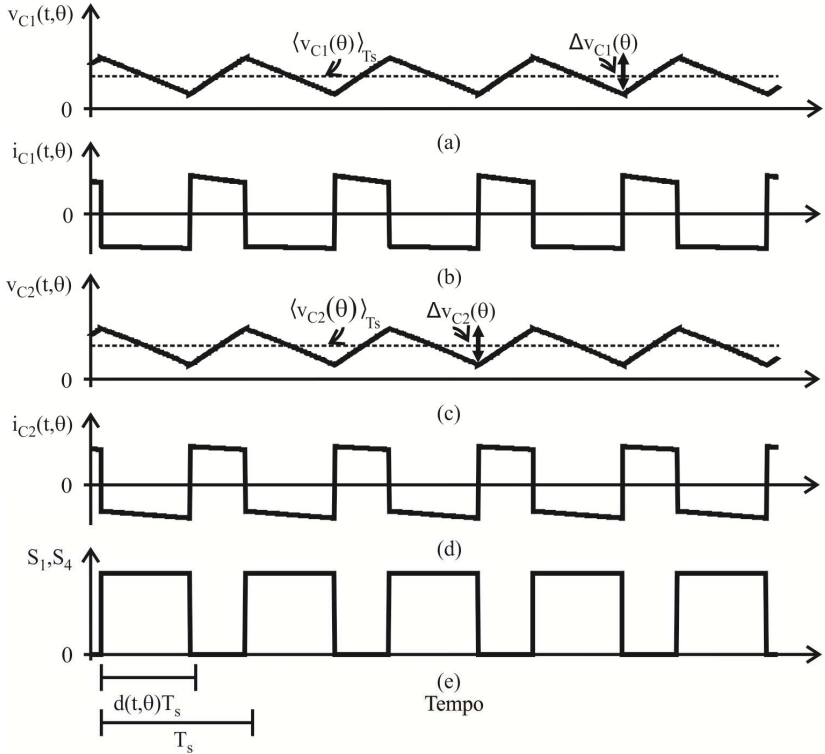


**Figura 3.9 – Principais formas de onda: (a) tensão no indutor  $L_1$ ; (b) corrente no indutor  $L_1$ ; (c) tensão no indutor  $L_2$ ; (d) corrente no indutor  $L_2$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .**

Na primeira etapa de operação, a tensão no indutor  $L_1$  é positiva e a corrente crescente, enquanto a tensão no indutor  $L_2$  é negativa e a corrente decrescente. Na segunda etapa, a tensão em  $L_1$  é negativa e a

corrente decrescente, ao contrário da tensão e corrente em  $L_2$ . Desta maneira, em uma etapa ocorre o armazenamento de energia e na outra, a energia acumulada é transferida para o circuito comutado.

As tensões e correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e os pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão indicadas na Figura 3.10.



**Figura 3.10 – Principais formas de onda: (a) tensão no capacitor  $C_1$ ; (b) corrente no capacitor  $C_1$ ; (c) tensão no capacitor  $C_2$ ; corrente no capacitor  $C_2$ ; (e) pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .**

Observam-se nas Figuras 3.9 e 3.10, os valores médios quase instantâneos para um período de comutação das correntes nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e das tensões em  $C_1$ ,  $C_2$ , assim como as respectivas ondulações.

### 3.5. Valores Médios Quase Instantâneos e Ondulações de Tensão e Corrente

Nesta seção são apresentadas as funções matemáticas envolvidas durante cada etapa de operação e os respectivos equacionamentos, tendo como parâmetro, a análise para um ponto fixo de razão cíclica. Portanto, os estudos realizados se limitam a um período de comutação e com a estrutura operando em regime permanente sem ponderar transitórios ou variações de carga. Assume-se, deste modo, que a função  $d(\theta)$  é constante, embora, dependa do valor de “ $\theta$ ”. Como a relação entre a frequência da portadora é maior que a da moduladora, a função  $d(\theta)$  é dita invariável em relação a um período de comutação.

Considera-se ainda que a corrente de carga seja constante e com valor positivo, uma vez que, os circuitos equivalentes são iguais quando esta corrente é negativa.

#### 3.5.1. Valores Médios Quase Instantâneos das Tensões nos Capacitores $C_1$ e $C_2$

Utilizando o método dos valores médios quase instantâneos apresenta-se em (3.13), a tensão do indutor de célula  $L_1$  para um período de comutação.

$$\langle v_{L1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = 0 \quad (3.13)$$

A equação (3.14) define a tensão do indutor  $L_1$  para as duas etapas de operação do conversor.

$$\langle v_{L1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{L1}^{(1)}(t, \theta) \cdot (d(\theta) \cdot T_s) + v_{L1}^{(2)}(t, \theta) \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.14)$$

Onde  $v_{L1}^{(1)}(t, \theta)$  e  $v_{L1}^{(2)}(t, \theta)$  são dados por (3.15).

$$\begin{cases} v_{L1}^{(1)}(t, \theta) = V_i \\ v_{L1}^{(2)}(t, \theta) = -v_{C1}^{(2)}(t, \theta) \end{cases} \quad (3.15)$$

Desprezando a ondulação da tensão do capacitor  $C_1$  para as duas etapas de operação tem-se (3.16).

$$v_{C1}^{(1)}(t, \theta) = v_{C1}^{(2)}(t, \theta) = \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.15) e (3.16) na equação (3.14) encontra-se (3.17).

$$\langle v_{L1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ V_i \cdot (d(\theta) \cdot T_s) - \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.17)$$

Manipulando (3.17), encontra-se em (3.18), a expressão para o valor médio quase instantâneo da tensão sobre o capacitor da célula de comutação  $C_1$ .

$$\langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left[ \frac{d(\theta)}{1 - d(\theta)} \right] \quad (3.18)$$

O mesmo procedimento adotado para a tensão média quase instantânea de  $L_1$  é estendido para o indutor  $L_2$ . De acordo com (3.19), esta tensão é nula em um período de comutação, desde que, o sistema não apresente qualquer transitório.

$$\langle v_{L2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = 0 \quad (3.19)$$

A equação (3.20) representa a tensão do indutor  $L_2$  referente às duas etapas de operação do conversor.

$$\langle v_{L2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{L2}^{(1)}(t, \theta) \cdot (d(\theta) \cdot T_s) + v_{L2}^{(2)}(t, \theta) \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.20)$$

As funções das tensões  $v_{L2}^{(1)}(t, \theta)$  e  $v_{L2}^{(2)}(t, \theta)$  estão definidas em (3.21).

$$\begin{cases} v_{L2}^{(1)}(t, \theta) = -v_{C2}^{(1)}(t, \theta) \\ v_{L2}^{(2)}(t, \theta) = V_i \end{cases} \quad (3.21)$$

Substituindo as funções apresentadas em (3.21) na equação (3.20) obtém-se a expressão (3.22). Novamente, considera-se que a tensão no capacitor  $C_2$  para as duas etapas de operação é aproximada pelo seu valor médio quase instantâneo.

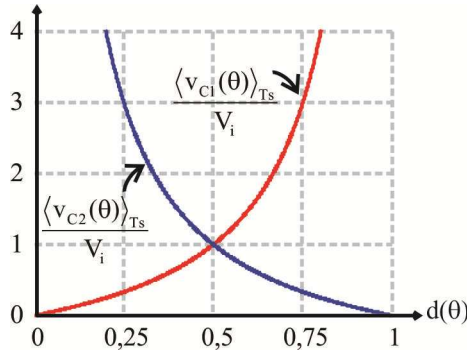
$$\langle v_{L2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ -\langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (d(\theta) \cdot T_s) + \right. \quad (3.22)$$

$$\left. + V_i \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right]$$

A equação (3.23) determina o valor médio quase instantâneo da tensão sobre o capacitor  $C_2$ .

$$\langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left( \frac{1 - d(\theta)}{d(\theta)} \right) \quad (3.23)$$

A Figura 3.11 representa as curvas dos valores médios quase instantâneos das tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  normalizadas em relação à tensão de entrada  $V_i$ .



**Figura 3.11 – Curvas dos valores médios quase instantâneos das tensões sobre os capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$  normalizados em relação à tensão de entrada  $V_i$ .**



### 3.5.2. Valores Médios Quase Instantâneos das Correntes nos Indutores $L_1$ e $L_2$ .

Utilizando o método dos valores médios quase instantâneos, tem-se em (3.24) a igualdade para a corrente no capacitor  $C_1$  em um período de comutação.

$$\langle i_{C1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ i_{C1}^{(1)}(t, \theta) \cdot (d(\theta) \cdot T_s) + \dots + i_{C1}^{(2)}(t, \theta) \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.24)$$

As funções das correntes  $i_{C1}^{(1)}(t, \theta)$  e  $i_{C1}^{(2)}(t, \theta)$  estão indicadas em (3.25).

$$\begin{cases} i_{C1}^{(1)}(t, \theta) = -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ i_{C1}^{(2)}(t, \theta) = \langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.25)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , considera-se que a corrente em  $C_1$  durante a segunda etapa é aproximadamente igual à corrente média quase instantânea no indutor  $L_1$ .

Utilizando a equação da corrente do capacitor  $C_1$  apresentada em (3.24) e substituindo as funções dadas em (3.25), encontra-se (3.26).

$$\langle i_{C1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (d(\theta) \cdot T_s) + \langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.26)$$

Simplificando a expressão (3.26), chega-se a equação (3.27), determinando a corrente média quase instantânea do indutor  $L_1$ .

$$\langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left( \frac{d(\theta)}{1 - d(\theta)} \right) \quad (3.27)$$

O mesmo procedimento efetuado para obter a corrente média quase instantânea em  $L_1$  é adotado para a corrente no capacitor  $C_2$ .

Em (3.28) apresenta-se a corrente  $i_{C2}(t, \theta)$  para um período de comutação.

$$\langle i_{C2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ i_{C2}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(\theta) \cdot T_s + i_{C2}^{(2)}(t, \theta) \cdot (1-d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.28)$$

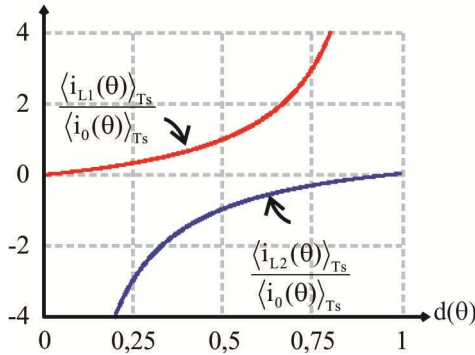
Onde as funções para as correntes em  $C_1$  e  $C_2$  relativas às etapas de operação do conversor são dadas por (3.29).

$$\begin{cases} i_{C2}^{(1)}(t, \theta) = \langle i_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} \\ i_{C2}^{(2)}(t, \theta) = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.29)$$

O valor médio quase instantâneo da corrente no indutor  $L_2$  está indicado na equação (3.30) e é o resultado da substituição de (3.29) em (3.28).

$$\langle i_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} = -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left( \frac{1-d(\theta)}{d(\theta)} \right) \quad (3.30)$$

Na Figura 3.12 estão representadas as curvas dos valores médios quase instantâneos das correntes sobre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  normalizadas em relação à corrente média quase instantânea de saída.



**Figura 3.12 - Curvas dos valores médios quase instantâneos das correntes sobre os indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$  normalizadas em relação à corrente média quase instantânea de saída.**

### 3.5.3. Ganho Estático Quase Instantâneo

Uma expressão importante e que diferencia o novo conversor CC-CA do inversor Buck é obtida através do ganho estático. Esta equação é determinada pela relação entre o valor médio quase instantâneo da tensão entre os terminais A e B e a tensão de entrada  $V_i$ .

A função de  $v_{AB}(t, \theta)$  para um período de comutação está definida em (3.31) e suas respectivas funções determinadas por (3.32).

$$\langle v_{AB}(t, \theta) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{AB}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(\theta) \cdot T_s + v_{AB}^{(2)}(t, \theta) \cdot (1 - d(\theta)) \cdot T_s \right] \quad (3.31)$$

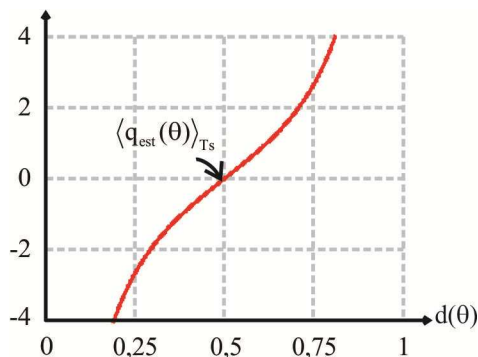
$$\begin{cases} v_{AB}^{(1)}(t, \theta) = V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{AB}^{(2)}(t, \theta) = - \left( V_i + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \end{cases} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.31) encontra-se a equação (3.33).

$$\langle v_{AB}(\theta) \rangle_{T_s} = \left[ d(\theta) \cdot \left( V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \right) - (1 - d(\theta)) \cdot \left( \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} + V_i \right) \right] \quad (3.33)$$

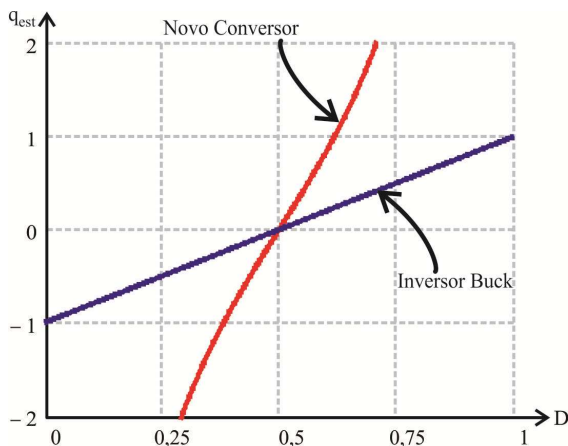
Manipulando (3.33), encontra-se em (3.34) a expressão que caracteriza o ganho estático quase instantâneo do novo conversor. A função resultante em (3.34) está apresentada na Figura 3.13, observa-se que a curva obtida tem uma característica não-linear.

$$\langle q_{est}(\theta) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{AB}(\theta) \rangle_{T_s}}{V_i} = \left[ \frac{(2 \cdot d(\theta) - 1)}{d(\theta) \cdot (1 - d(\theta))} \right] \quad (3.34)$$



**Figura 3.13 – Curva do ganho estático quase instantâneo do novo conversor em função da razão cíclica.**

A Figura 3.14 apresenta um comparativo do ganho estático em função da razão cíclica entre o novo conversor CC-CA e o inversor Buck. Observa-se na curva do inversor Buck, que não há possibilidade de obter um ganho estático maior que 1 sem incluir um estágio intermediário de potência, diferentemente do conversor proposto.



**Figura 3.14 - Ganho de tensão em função da razão cíclica para o inversor Buck e o novo conversor proposto.**

### 3.5.4. Ondulações das Tensões nos Capacitores $C_1$ e $C_2$

Sabe-se que a função da corrente do capacitor  $C_1$  é dada por (3.35).

$$i_{C1}(t, \theta) = C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t, \theta)}{dt} \quad (3.35)$$

A corrente do capacitor  $C_1$  na primeira etapa de operação pode ser escrita por (3.36).

$$i_{C1}^{(1)}(t, \theta) = C_1 \cdot \frac{dv_{C1}^{(1)}(t, \theta)}{dt} \quad (3.36)$$

Considerando que a análise é feita para um período de comutação, reescreve-se (3.36) obtendo-se (3.37).

$$i_{C1}^{(1)}(t, \theta) = C_1 \cdot \frac{\Delta v_{C1}(\theta)}{\Delta t_1(\theta)} \quad (3.37)$$

O intervalo de tempo e a corrente da primeira etapa estão apresentados em (3.38).

$$\begin{cases} \Delta t_1(\theta) = d(\theta) \cdot T_s \\ i_{C1}^{(1)}(t, \theta) = -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.38)$$

Substituindo (3.38) em (3.37) chega-se a equação (3.39), definindo a ondulação de tensão para o capacitor da célula de comutação  $C_1$ .

$$\Delta v_{C1}(\theta) = \frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}}{C_1 \cdot f_s} \cdot d(\theta) \quad (3.39)$$

Observa-se que a corrente na primeira etapa do capacitor  $C_1$  é negativa. Entretanto, por se tratar de ondulação considera-se o módulo de  $\Delta v_{C_1}(\theta)$ .

O método utilizado para especificar a ondulação de tensão no capacitor  $C_1$  é aplicado para determinar a ondulação de tensão no capacitor  $C_2$ .

Na equação (3.40) está representada a corrente para o capacitor  $C_2$  durante a segunda etapa de operação do conversor.

$$i_{C_2}^{(2)}(t, \theta) = C_2 \cdot \frac{dv_{C_2}^{(2)}(t, \theta)}{dt} \quad (3.40)$$

Reescrevendo (3.40) em relação à segunda etapa de operação tem-se (3.41).

$$i_{C_2}^{(2)}(t, \theta) = C_2 \cdot \frac{\Delta v_{C_2}(\theta)}{\Delta t_2(\theta)} \quad (3.41)$$

O intervalo de tempo da segunda etapa e a corrente do capacitor (segunda etapa de operação)  $C_2$  estão relacionados em (3.42). Substituindo (3.42) em (3.41) encontra-se a expressão (3.43), definindo a ondulação para o capacitor da célula de comutação  $C_2$ .

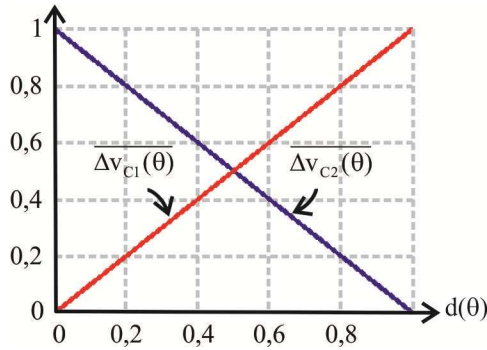
$$\begin{cases} \Delta t_2(\theta) = (1 - d(\theta)) \cdot T_s \\ i_{C_2}^{(2)}(t) = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.42)$$

$$\Delta v_{C_2}(\theta) = \frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}}{C_2 \cdot f_s} \cdot (1 - d(\theta)) \quad (3.43)$$

As equações (3.44) e (3.45) representam as ondulações de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  normalizadas em função da corrente média quase instantânea de saída, frequência de comutação e capacitância. Na Figura 3.15 estão apresentadas as ondulações das tensões normalizadas dos capacitores das células de comutação.

$$\overline{\Delta v_{C1}(\theta)} = \frac{C_1 \cdot f_s}{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}} \Delta v_{C1}(\theta) = d(\theta) \quad (3.44)$$

$$\overline{\Delta v_{C2}(\theta)} = \frac{C_2 \cdot f_s}{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}} \Delta v_{C2}(\theta) = 1 - d(\theta) \quad (3.45)$$



**Figura 3.15 – Ondulações normalizadas das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .**

### 3.5.5. Ondulação das Correntes nos Indutores $L_1$ e $L_2$

A função da tensão do indutor é definida em (3.46), sendo que esta, também pode ser reescrita para a primeira etapa de operação como indicado em (3.47).

$$v_L(t, \theta) = L \cdot \frac{di_L(t, \theta)}{dt} \quad (3.46)$$

$$v_{L1}^{(1)}(t, \theta) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}^{(1)}(t, \theta)}{dt} \quad (3.47)$$

Mas, através de (3.48) tem-se:

$$v_{L1}^{(1)}(t, \theta) = V_i \quad (3.48)$$

Reescrevendo (3.47) segundo a consideração feita em (3.48), tem-se (3.49).

$$v_{L1}^{(1)}(t, \theta) = V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}(\theta)}{\Delta t_1(\theta)} \quad (3.49)$$

A equação (3.50) determina a ondulação de corrente para o indutor da célula de comutação  $L_1$ .

$$\Delta i_{L1}(\theta) = \frac{V_i}{L_1 \cdot f_s} \cdot d(\theta) \quad (3.50)$$

O procedimento adotado para calcular a ondulação de corrente do indutor  $L_1$  deve ser utilizado para a determinação da ondulação de  $L_2$ . Considerando a função apresentada em (3.46) encontra-se (3.51).

$$v_{L2}^{(2)}(t, \theta) = V_i = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}(\theta)}{\Delta t_2(\theta)} \quad (3.51)$$

Por (3.52) sabe-se que:

$$\begin{cases} \Delta t_2(\theta) = (1 - d(\theta)) \cdot T_s \\ v_{L2}^{(2)}(t, \theta) = V_i \end{cases} \quad (3.52)$$

Considerando (3.51) e substituindo os parâmetros de (3.52), chega-se a equação (3.53) referente à ondulação de corrente do indutor  $L_2$ .

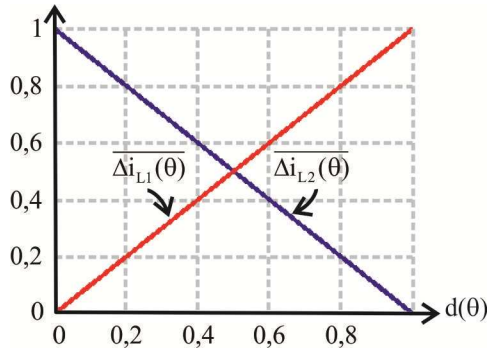
$$\Delta i_{L2}(\theta) = \frac{V_i}{L_2 \cdot f_s} \cdot (1 - d(\theta)) \quad (3.53)$$

A Figura 3.16 apresenta as ondulações das correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  normalizadas em função da tensão de entrada, frequência de comutação e indutância, sendo que, as expressões (3.54) e (3.55) definem esta normalização.



$$\overline{\Delta i_{L1}(\theta)} = \frac{L_1 \cdot f_s}{V_i} \cdot \Delta i_{L1}(\theta) = d(\theta) \quad (3.54)$$

$$\overline{\Delta i_{L2}(\theta)} = \frac{L_2 \cdot f_s}{V_i} \cdot \Delta i_{L2}(\theta) = 1 - d(\theta) \quad (3.55)$$



**Figura 3.16 – Ondulações normalizadas das correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .**

### 3.5.6. Ondulação da Tensão e da Corrente de Saída

A função que caracteriza a tensão do indutor de saída  $L_f$  é dada por (3.56).

$$v_{Lf}(t, \theta) = v_{AB}(t, \theta) - \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \quad (3.56)$$

As tensões de  $L_f$  para as duas etapas de operação do conversor estão indicadas em (3.57).

$$\begin{cases} v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = v_{AB}^{(1)}(t, \theta) - \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{Lf}^{(2)}(t, \theta) = v_{AB}^{(2)}(t, \theta) - \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.57)$$

A tensão entre os terminais A e B para a primeira etapa de funcionamento é dada pela equação (3.58).

$$v_{AB}^{(1)}(t, \theta) = V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \quad (3.58)$$

Onde a tensão média do capacitor  $C_1$  está definida em (3.59).

$$\langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) \quad (3.59)$$

Substituindo (3.59) na função (3.58) encontra-se a igualdade dada por (3.60).

$$v_{AB}^{(1)}(t, \theta) = \frac{V_i}{1-d(\theta)} \quad (3.60)$$

A tensão média quase instantânea entre os terminais A e B é proporcional a tensão de saída. Portanto,  $v_{AB}(\theta)$  é escrito em (3.61).

$$\langle v_{AB}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left[ \frac{(2 \cdot d(\theta) - 1)}{d(\theta) \cdot (1-d(\theta))} \right] \quad (3.61)$$

Substituindo (3.60) e (3.61) na equação (3.57), tem-se (3.62).

$$v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = V_i \cdot \left[ \frac{1}{(1-d(\theta))} \right] - V_i \cdot \left[ \frac{(2 \cdot d(\theta) - 1)}{d(\theta) \cdot (1-d(\theta))} \right] \quad (3.62)$$

Manipulando a expressão (3.62) encontra-se a tensão do indutor  $L_f$  para a primeira etapa de funcionamento, conforme descrito na equação (3.63).

$$v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = \frac{V_i}{d(\theta)} \quad (3.63)$$

Para obter a ondulação de corrente no indutor  $L_f$  considera-se a função dada por (3.64).

$$v_{Lf}(t, \theta) = L_f \cdot \frac{di_{Lf}(t, \theta)}{dt} \quad (3.64)$$

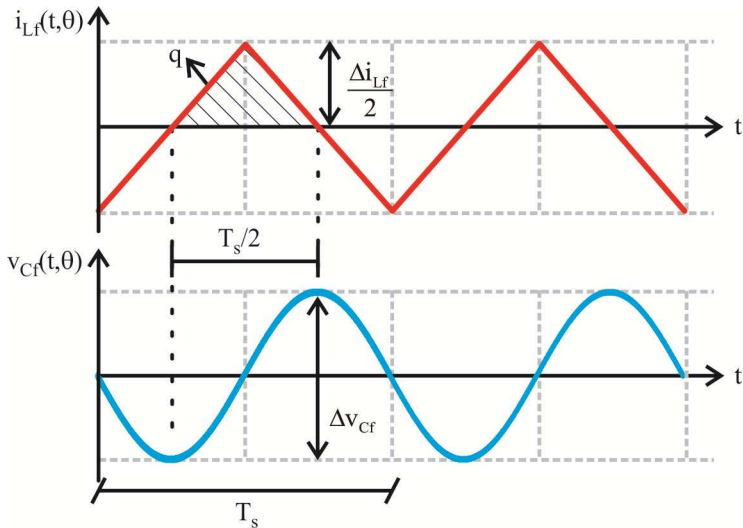
A equação (3.64) é reescrita por (3.65) e representa a função da tensão do indutor de saída para a primeira etapa de operação.

$$v_{L_f}^{(1)}(t, \theta) = L_f \cdot \frac{\Delta i_{L_f}(\theta)}{\Delta t_1(\theta)} \quad (3.65)$$

Considerando que a ondulação de corrente para as duas etapas de operação sejam iguais e que a tensão do indutor para a primeira etapa é determinada por (3.63), obtém-se em (3.66), a equação que define a ondulação de corrente para o indutor  $L_f$ .

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_i}{L_f \cdot f_s} \quad (3.66)$$

A Figura 3.17 representa as formas de onda para a corrente e tensão no capacitor de saída  $C_f$ .



**Figura 3.17 – Representação da corrente e tensão no capacitor  $C_f$ .**

Para determinar a ondulação de tensão de saída ou do capacitor  $C_f$  há diferentes métodos. Entretanto, o critério escolhido é o da quantidade de carga armazenada em  $C_f$ . Sabe-se que a quantidade de carga armazenada no capacitor de saída ( $C_f$ ) para um pequeno intervalo de tempo é dado pela equação por (3.67).

$$q = C_f \cdot \Delta v_{cf} \quad (3.67)$$

Determina-se a quantidade de carga armazenada através da área destacada na Figura 3.17, a qual define a função da quantidade de carga armazenada  $q$ , indicada em (3.68).

$$q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{Lf}}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.68)$$

Substituindo (3.68) em (3.67) encontra-se (3.69), definindo a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta v_{cf} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\Delta i_{Lf}}{C_f} \quad (3.69)$$

Substituindo a ondulação de corrente do indutor  $L_f$  definida em (3.66), obtém-se (3.70).

$$\Delta v_{cf} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L_f \cdot C_f \cdot f_s^2} \quad (3.70)$$

De acordo com (3.66) e (3.70), as ondulações da corrente em  $L_f$  e da tensão em  $C_f$  são independentes da razão cíclica, ou seja, são invariáveis. Esta característica proporciona simplicidade para o projeto e dimensionamento destes componentes.

### 3.6. Análise Dinâmica do Novo Conversor

O objetivo desta seção é obter a relação entre os sinais de perturbação da tensão de saída e razão cíclica para um ponto fixo de razão cíclica definido pelo ângulo “ $\theta$ ”.

Esta função de transferência é obtida, pois para o estudo qualitativo e quantitativo do conversor considera-se apenas a malha de controle da tensão de saída.

Para simplificar as análises são desconsideradas as não idealidades da estrutura, perturbações de carga e da tensão de entrada, ondulações das tensões nos capacitores e das correntes nos indutores, bem como suas resistências.

#### 3.6.1. Funções Obtidas para as Etapas de Operação do Conversor

As funções (3.71) e (3.72) representam as tensões dos indutores das células  $L_1$  e  $L_2$ .

$$\begin{cases} v_{L1}^{(1)}(t, \theta) = V_i \\ v_{L1}^{(2)}(t, \theta) = -\langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.71)$$

$$\begin{cases} v_{L2}^{(1)}(t, \theta) = -\langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{L2}^{(2)}(t, \theta) = V_i \end{cases} \quad (3.72)$$

Em (3.73) e (3.74) estão apresentadas as funções de corrente para os capacitores das células nas duas etapas de funcionamento, respectivamente.

$$\begin{cases} i_{C1}^{(1)}(t, \theta) = -\langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} = -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ i_{C1}^{(2)}(t, \theta) = \langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.73)$$

$$\begin{cases} i_{C2}^{(1)}(t, \theta) = -\langle i_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} \\ i_{C2}^{(2)}(t, \theta) = \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.74)$$

Na equação (3.75) é representada a tensão  $v_{AB}(t, \theta)$  para as duas etapas de operação.

$$\begin{cases} v_{AB}^{(1)}(t, \theta) = V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{AB}^{(2)}(t, \theta) = -\left( V_i + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \end{cases} \quad (3.75)$$

As funções das tensões do indutor  $L_f$  e as correntes do capacitor  $C_f$  estão descritas em (3.76) e (3.77), respectivamente.

$$\begin{cases} v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = v_{AB}^{(1)}(t, \theta) - \langle v_{Cf}(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{Lf}^{(2)}(t, \theta) = v_{AB}^{(2)}(t, \theta) - \langle v_{Cf}(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.76)$$

$$\begin{cases} i_{Cf}^{(1)}(t, \theta) = \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle i_{R0}(\theta) \rangle_{T_s} \\ i_{Cf}^{(2)}(t, \theta) = \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle i_{R0}(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.77)$$

### 3.6.2. Considerações para a Modelagem do Conversor

É importante esclarecer, que todas as funções matemáticas apresentadas na seção anterior são compostas de um valor médio quase instantâneo e um sinal de perturbação. Desta maneira, apresentam-se em (3.78) e (3.79) as correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , respectivamente.

$$\begin{cases} i_{L1}(t, \theta) = \langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{i}_{L1}(t, \theta) \\ i_{L2}(t, \theta) = \langle i_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{i}_{L2}(t, \theta) \end{cases} \quad (3.78)$$

$$\begin{cases} v_{C1}(t, \theta) = \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{v}_{C1}(t, \theta) \\ v_{C2}(t, \theta) = \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{v}_{C2}(t, \theta) \end{cases} \quad (3.79)$$

A corrente no indutor  $L_f$  e a tensão no capacitor  $C_f$  são escritos em (3.80). Já em (3.81) apresentam-se a razão cíclica para os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  e a razão cíclica complementar aplicada em  $S_2$  e  $S_3$ .

$$\begin{cases} i_{L_f}(t, \theta) = i_0(t, \theta) = \langle i_{L_f}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{i}_{L_f}(t, \theta) \\ v_{C_f}(t, \theta) = v_0(t, \theta) = \langle v_{C_f}(\theta) \rangle_{T_s} + \hat{v}_{C_f}(t, \theta) \end{cases} \quad (3.80)$$

Ressalta-se que a corrente no indutor  $L_f$  é proporcional a corrente de saída, bem como a tensão no capacitor  $C_f$  é igual a tensão de saída  $v_0$ .

$$\begin{cases} d(t, \theta) = d(\theta) + \hat{d}(t, \theta) \\ \bar{d}(t, \theta) = \bar{d}(\theta) - \hat{d}(t, \theta) \end{cases} \quad (3.81)$$

Onde, a razão cíclica complementar é dada por (3.82).

$$\bar{d}(\theta) = 1 - d(\theta) \quad (3.82)$$

Por simplificação considera-se (3.83).

$$\begin{cases} L_C = L_1 = L_2 \\ C_C = C_1 = C_2 \end{cases} \quad (3.83)$$

### 3.6.3. Modelagem para a Corrente no Indutor $L_1$

Utilizando o método dos valores médios quase instantâneos representa-se em (3.84), a tensão do indutor  $L_1$  para um período de comutação.

$$\langle v_{L_1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = L_C \cdot \frac{di_{L_1}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{L_1}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + v_{L_1}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \right] \quad (3.84)$$

Substituindo as funções  $v_{L1}^{(1)}(t, \theta)$  e  $v_{L1}^{(2)}(t, \theta)$  dadas em (3.71) e desprezando os termos segunda ordem, tem-se (3.85).

$$L_C \cdot \frac{d\hat{i}_{L1}(t, \theta)}{dt} = \left[ \left( V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(t, \theta) - \bar{d}(\theta) \cdot \hat{v}_{C1}(t, \theta) \right] \quad (3.85)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.85) obtém-se a equação (3.86).

$$s \cdot L_C \cdot \hat{i}_{L1}(s, \theta) = \left( V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - \bar{d}(\theta) \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) \quad (3.86)$$

### 3.6.4. Modelagem para a Corrente no Indutor $L_2$

A modelagem realizada para a corrente no indutor  $L_1$  é estendida para determinar a corrente no indutor  $L_2$ .

$$\langle v_{L2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = L_C \cdot \frac{di_{L2}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{L2}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + v_{L2}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \right] \quad (3.87)$$

Substituindo as funções definidas por (3.72) em (3.87) e desprezando os termos de segunda ordem, obtém-se a expressão (3.88).

$$L_C \cdot \frac{d\hat{i}_{L2}(t, \theta)}{dt} = \left[ - \left( V_i + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(t, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{v}_{C2}(t, \theta) \right] \quad (3.88)$$

A corrente do indutor  $L_2$  no domínio da está indicada em (3.89).

$$s \cdot L_C \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) = - \left( V_i + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) \quad (3.89)$$



### 3.6.5. Modelagem para a Tensão no Capacitor $C_1$

Em (3.90) está apresentada a equação para a corrente média quase instantânea no capacitor  $C_1$  em um período de comutação.

$$\langle i_{C1}(t, \theta) \rangle_{T_s} = C_C \cdot \frac{dv_{C1}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ i_{C1}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + \right. \quad (3.90) \\ \left. + i_{C1}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \right]$$

Substituindo (3.73) em (3.90) e considerando apenas os termos de primeira ordem encontra-se (3.91).

$$C_C \cdot \frac{d\hat{v}_{C1}(t, \theta)}{dt} = \left[ -\left( \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle i_{Ll}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(t, \theta) - \right. \quad (3.91) \\ \left. -d(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(t, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Ll}(t, \theta) \right]$$

Utilizando a transformada de Laplace em (3.91) chega-se a igualdade indicada por (3.92).

$$s \cdot C_C \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) = \left[ -\left( \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle i_{Ll}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - \right. \quad (3.92) \\ \left. -d(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Ll}(s, \theta) \right]$$

### 3.6.6. Modelagem para a Tensão no Capacitor $C_2$

A equação (3.93) representa a corrente do capacitor  $C_2$  para as duas etapas de operação do conversor. Substituindo as considerações sugeridas no item 3.6.2, obtém-se a equação (3.93).

$$\langle i_{C2}(t, \theta) \rangle_{T_s} = C_C \cdot \frac{dv_{C2}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ i_{C2}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + \right. \quad (3.93) \\ \left. + i_{C2}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \right]$$

Substituindo (3.74) em (3.93) e fazendo as devidas considerações, encontra-se (3.94). A equação (3.95) é o resultado obtido aplicando a transformada de Laplace em (3.94).

$$C_C \cdot \frac{d\hat{v}_{C2}(t, \theta)}{dt} = \left[ \left( \langle \hat{i}_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle \hat{i}_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(t, \theta) + \right. \\ \left. + d(\theta) \cdot \hat{i}_{L2}(t, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(t, \theta) \right] \quad (3.94)$$

$$s \cdot C_C \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) = \left[ \left( \langle \hat{i}_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle \hat{i}_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \right. \\ \left. + d(\theta) \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) \right] \quad (3.95)$$

### 3.6.7. Modelagem para a Corrente no Indutor de Saída $L_f$

A equação (3.96) representa a tensão do indutor  $L_f$  para as etapas de operação do conversor proposto.

$$\langle v_{Lf}(t, \theta) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{di_{Lf}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + \right. \\ \left. + v_{Lf}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \right] \quad (3.96)$$

Onde as tensões do indutor para as respectivas etapas de operação são escritas por (3.97):

$$\begin{cases} v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ v_{Lf}^{(2)}(t, \theta) = -V_i - \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (3.97)$$

Substituindo as variáveis  $v_{C1}^{(1)}(t)$  e  $v_{C2}^{(1)}(t)$  em (3.97), têm-se as funções de  $v_{Lf}^{(1)}(t)$  e  $v_{Lf}^{(2)}(t)$ , respectivamente definidas em (3.98).

$$\begin{cases} v_{Lf}^{(1)}(t, \theta) = \left( V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} - \langle v_{Cf}(\theta) \rangle_{T_s} \right) + \\ \quad + \left( \hat{v}_{C1}(t, \theta) - \hat{v}_{Cf}(t, \theta) \right) \\ v_{Lf}^{(2)}(t, \theta) = - \left( V_i + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle v_{Cf}(\theta) \rangle_{T_s} \right) - \\ \quad - \left( \hat{v}_{C2}(t, \theta) - \hat{v}_{Cf}(t, \theta) \right) \end{cases} \quad (3.98)$$

Substituindo (3.98) em (3.96) e desprezando os termos constantes e de segunda ordem obtém-se (3.99).

$$L_f \cdot \frac{d\hat{i}_{Lf}(t, \theta)}{dt} = \left[ \begin{aligned} & \left( 2V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(t, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot (\hat{v}_{C1}(t, \theta) - \hat{v}_0(t, \theta)) - \\ & - \bar{d}(\theta) \cdot (\hat{v}_{C2}(t, \theta) + \hat{v}_0(t, \theta)) \end{aligned} \right] \quad (3.99)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.99) chega-se a expressão (3.100).

$$s \cdot L_f \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) = \left[ \begin{aligned} & \left( 2V_i + \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot (\hat{v}_{C1}(s, \theta) + \hat{v}_{C2}(s, \theta)) - \\ & - (\hat{v}_{C2}(s, \theta) + \hat{v}_{Cf}(s, \theta)) \end{aligned} \right] \quad (3.100)$$

### 3.6.8. Modelagem para a Tensão do Capacitor de Saída $C_f$

A corrente no capacitor  $C_f$  em um período de comutação é escrita conforme (3.101).

$$\langle i_{Cf}(t, \theta) \rangle_{T_s} = C_f \cdot \frac{dv_{Cf}(t, \theta)}{dt} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \begin{aligned} & i_{Cf}^{(1)}(t, \theta) \cdot d(t, \theta) \cdot T_s + \\ & + i_{Cf}^{(2)}(t, \theta) \cdot \bar{d}(t, \theta) \cdot T_s \end{aligned} \right] \quad (3.101)$$

Substituindo (3.77) em (3.101) e isolando os termos de primeira ordem tem-se (3.102).

$$C_f \cdot \frac{d\hat{v}_{Cf}(t, \theta)}{dt} = \left[ \hat{i}_{Lf}(t, \theta) - \hat{i}_{R0}(t, \theta) \right] \quad (3.102)$$

Utilizando a transformada de Laplace em (3.102) encontra-se (3.103).

$$s \cdot C_f \cdot \hat{v}_{Cf}(s, \theta) = \left[ \hat{i}_{Lf}(s, \theta) - \frac{\hat{v}_{Cf}(s, \theta)}{R_0} \right] \quad (3.103)$$

### 3.6.9. Redefinição das Equações Modeladas

A redefinição das equações tem por objetivo substituir os valores médios instantâneos nas equações anteriormente obtidas, de forma a se encontrar a relação dos sinais de perturbação entre a tensão de saída e a razão cíclica.

Reapresentam-se em (3.104), (3.105), (3.106) e (3.107), os valores médios quase instantâneos das tensões e correntes nas indutâncias e capacitâncias do conversor.

$$\begin{cases} \langle v_{C1}(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) \\ \langle v_{C2}(\theta) \rangle_{T_s} = V_i \cdot \left( \frac{1-d(\theta)}{d(\theta)} \right) \end{cases} \quad (3.104)$$

$$\begin{cases} \langle i_{L1}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) \\ \langle i_{L2}(\theta) \rangle_{T_s} = -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left( \frac{1-d(\theta)}{d(\theta)} \right) \end{cases} \quad (3.105)$$

Onde:

$$\begin{cases} \langle i_{Lf}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ \hat{i}_{Lf}(t, \theta) = \hat{i}_0(t, \theta) \end{cases} \quad (3.106)$$

$$\begin{cases} \langle v_{Cf}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle v_0(\theta) \rangle_{T_s} \\ \hat{v}_{Cf}(t, \theta) = \hat{v}_0(t, \theta) \end{cases} \quad (3.107)$$

Com base nas condições acima citadas reescreve-se a corrente do indutor da célula definida em (3.86) resultando em (3.108).

$$s \cdot L_C \cdot \hat{i}_{L1}(s, \theta) = \left[ V_i + V_i \cdot \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - \bar{d}(\theta) \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) \quad (3.108)$$

Manipulando (3.108) encontra-se em (3.109) a equação para o indutor  $L_1$ .

$$\hat{i}_{L1}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_C} \cdot \left[ V_i \cdot \left( \frac{1}{1-d(\theta)} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - \bar{d}(\theta) \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) \right] \quad (3.109)$$

A corrente no indutor da célula  $L_2$  apresentada em (3.89) é reescrita em (3.110).

$$s \cdot L_C \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) = - \left[ V_i + V_i \cdot \left( \frac{1-d(\theta)}{d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) \quad (3.110)$$

Simplificando (3.110) encontra-se a equação (3.111).

$$\hat{i}_{L2}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_C} \cdot \left[ -V_i \cdot \left( \frac{1}{d(\theta)} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) \right] \quad (3.111)$$

Substituindo as correntes médias quase instantâneas em (3.92), tem-se (3.112).

$$s \cdot C_C \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) = \left\{ \begin{array}{l} -\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - \\ -d(\theta) \cdot \hat{i}_0(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{L1}(s, \theta) \end{array} \right\} \quad (3.112)$$

A equação (3.112) pode ser escrita em (3.113).

$$\hat{v}_{C1}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_C} \cdot \left\{ \begin{array}{l} -\left[ \langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot \left( \frac{1}{1-d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - \\ -d(\theta) \cdot \hat{i}_0(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{L1}(s, \theta) \end{array} \right\} \quad (3.113)$$

O mesmo procedimento realizado para a tensão do capacitor  $C_1$  aplica-se para  $C_2$ . Considerando a equação dada por (3.95) e substituindo as correntes médias quase instantâneas determina-se a expressão (3.114).

$$s \cdot C_C \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) = \left\{ \begin{aligned} & -\langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{1-D(\theta)}{D(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_0(s, \theta) \end{aligned} \right\} \quad (3.114)$$

Simplificando (3.114) encontra-se a equação (3.115).

$$\hat{v}_{C2}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_C} \cdot \left[ \begin{aligned} & -\langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left( \frac{1}{D(\theta)} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_0(s, \theta) \end{aligned} \right] \quad (3.115)$$

Reescrevendo a corrente do indutor de saída apresentada em (3.100) e substituindo os valores médios quase instantâneos, tem-se (3.116).

$$s \cdot L_f \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) = \left\{ \begin{aligned} & V_i \cdot \left[ 2 + \left( \frac{d(\theta)}{1-d(\theta)} \right) + \left( \frac{1-d(\theta)}{d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot (\hat{v}_{C1}(s, \theta) + \hat{v}_{C2}(s, \theta)) - \\ & - (\hat{v}_{C2}(s, \theta) + \hat{v}_0(s, \theta)) \end{aligned} \right\} \quad (3.116)$$

Manipulando (3.116) encontra-se (3.117).

$$\hat{i}_{Lf}(s, \theta) = \hat{i}_0(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_f} \cdot \left[ \begin{aligned} & V_i \cdot \left( \frac{1}{d(\theta) \cdot (1-d(\theta))} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \\ & + d(\theta) \cdot (\hat{v}_{C1}(s, \theta) + \hat{v}_{C2}(s, \theta)) - \\ & - (\hat{v}_{C2}(s, \theta) + \hat{v}_0(s, \theta)) \end{aligned} \right] \quad (3.117)$$

A equação apresentada em (3.103) é reescrita em (3.118).

$$\hat{v}_{cf}(s, \theta) = \hat{v}_0(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_f} \cdot \left[ \hat{i}_0(s, \theta) - \frac{\hat{v}_0(s, \theta)}{R_0} \right] \quad (3.118)$$

### 3.7. Função de Transferência

Para o projeto do compensador deve-se obter a relação da variável a ser controlada em função da razão cíclica. O controle do conversor é realizado através da monitoração do sinal da tensão de saída. A diferença entre os sinais de monitoração e de referência definem o erro, cujo sinal é aplicado na entrada do controlador. Os pulsos de comando dos interruptores é o resultado da comparação entre os sinais de saída do controlador e da portadora. Isto possibilita a regulação da tensão de saída por meio dos tempos de condução e bloqueio dos interruptores. A função de transferência obtida define a característica do sistema e auxilia no projeto do controle do novo conversor.

Nas seções anteriores foram determinadas as equações para pequenos sinais das correntes dos indutores de célula e do filtro de saída, além das tensões dos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e a tensão de saída. Para iniciar esta análise é necessário apresentar o resumo das principais equações até aqui definidas.

As correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão definidas em (3.119) e (3.120), respectivamente.

$$\hat{i}_{L1}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_C} \cdot \left\{ \left[ V_i \cdot \left( \frac{1}{1-d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - \bar{d}(\theta) \cdot \hat{v}_{C1}(s, \theta) \right\} \quad (3.119)$$

$$\hat{i}_{L2}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_C} \cdot \left\{ -V_i \cdot \left( \frac{1}{d(\theta)} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{v}_{C2}(s, \theta) \right\} \quad (3.120)$$

As tensões dos capacitores das células  $C_1$  e  $C_2$  estão definidas em (3.121) e (3.122).

$$\hat{v}_{C1}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_C} \cdot \left\{ - \left[ \langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left( \frac{1}{1-d(\theta)} \right) \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - \right. \\ \left. - d(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Ll}(s, \theta) \right\} \quad (3.121)$$

$$\hat{v}_{C2}(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_C} \cdot \left[ - \langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left( \frac{1}{d(\theta)} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \right. \\ \left. + d(\theta) \cdot \hat{i}_{L2}(s, \theta) + \bar{d}(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) \right] \quad (3.122)$$

E finalmente, a corrente em  $L_f$  e a tensão de saída,  $C_f$  são dadas por (3.123) e (3.124), respectivamente.

$$\hat{i}_{Lf}(s, \theta) = \hat{i}_0(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot L_f} \cdot \left[ V_i \cdot \left( \frac{1}{d(\theta) \cdot (1-d(\theta))} \right) \cdot \hat{d}(s, \theta) + \right. \\ \left. + d(\theta) \cdot (\hat{v}_{C1}(s, \theta) + \hat{v}_{C2}(s, \theta)) - \right. \\ \left. - (\hat{v}_{C2}(s, \theta) + \hat{v}_0(s, \theta)) \right] \quad (3.123)$$

$$\hat{v}_{Cf}(s, \theta) = \hat{v}_0(s, \theta) = \frac{1}{s \cdot C_f} \cdot \left[ \hat{i}_0(s, \theta) - \frac{\hat{v}_0(s, \theta)}{R_0} \right] \quad (3.124)$$

A equação (3.124) é reescrita como indicado em (3.125).

$$\hat{i}_0(s, \theta) = \frac{(s \cdot C_f \cdot R_0 + 1)}{R_0} \cdot \hat{v}_0(s, \theta) \quad (3.125)$$

Fazendo algumas manipulações matemáticas, chegam-se as expressões (3.126) e (3.127).

$$\hat{v}_{C1}(s, \theta) = k_1(s, \theta) \left\{ - \left[ \langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left( \frac{1}{1-d(\theta)} \right) + \frac{V_i}{s \cdot L_C} \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) - d(\theta) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) \right\} \\ (3.126)$$



$$\hat{v}_{c2}(s, \theta) = k_2(s, \theta) \cdot \left\{ - \left[ \left( \frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{Ts}}{d(\theta)} \right) + \frac{V_i}{s \cdot L_C} \right] \cdot \hat{d}(s, \theta) + (1 - d(\theta)) \cdot \hat{i}_{Lf}(s, \theta) \right\} \quad (3.127)$$

Onde  $k_1(s, \theta)$  e  $k_2(s, \theta)$  são dados por (3.128) e (3.129), respectivamente.

$$k_1(s, \theta) = \frac{s \cdot L_C}{\left[ s^2 \cdot C_C \cdot L_C + (1 - d(\theta))^2 \right]} \quad (3.128)$$

$$k_2(s, \theta) = \frac{s \cdot L_C}{\left[ s^2 \cdot C_C \cdot L_C + d^2(\theta) \right]} \quad (3.129)$$

Substituindo as equações (3.125), (3.126) e (3.127) em (3.123) chega-se em (3.130). Sendo que,  $k_3(s, \theta)$ ,  $k_4(s, \theta)$  e  $k_5(s, \theta)$  são dadas por (3.131).

$$k_5(s, \theta) \cdot \hat{v}_0(s, \theta) = \left\{ \begin{aligned} & \frac{V_i}{d(\theta) \cdot (1 - d(\theta))} + \frac{s \cdot L_C \cdot d(\theta)}{k_2(\theta)} \cdot \\ & \left[ - \langle i_0(\theta) \rangle_{Ts} \cdot \left( \frac{1}{1 - d(\theta)} \right) + \frac{V_i}{s \cdot L_C} \right] + \\ & + \frac{s \cdot L_C \cdot (1 - d(\theta))}{k_1(\theta)} \cdot \left( \frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{Ts}}{d(\theta)} + \frac{V_i}{s \cdot L_C} \right) \end{aligned} \right\} \cdot \hat{d}(s, \theta) \quad (3.130)$$

$$\begin{cases} k_3(s, \theta) = s^2 \cdot L_C \cdot C_C + d^2(\theta) \\ k_4(s, \theta) = s^2 \cdot L_C \cdot C_C + (1 - d(\theta))^2 \\ k_5(s, \theta) = \left[ s \cdot L_r + \frac{s \cdot L_C \cdot d^2(\theta)}{k_1(\theta)} + \frac{s \cdot L_C}{k_2(\theta)} \cdot (1 - d(\theta)) + 1 \right] \end{cases} \quad (3.131)$$

Manipulando matematicamente (3.130) e utilizando o *software* Mathcad para auxiliar na simplificação dos cálculos, obtêm-se duas

funções chamadas de  $n_{\text{planta}}(s, \theta)$  e  $d_{\text{planta}}(s, \theta)$ , com os respectivos coeficientes apresentados em (3.132) e (3.133).

$$n_{\text{planta}}(s, \theta) = b_4(\theta) \cdot s^4 + b_3(\theta) \cdot s^3 + b_2(\theta) \cdot s^2 + b_1(\theta) \cdot s + b_0(\theta) \quad (3.132)$$

$$d_{\text{planta}}(s, \theta) = \left( a_6(\theta) \cdot s^6 + a_5(\theta) \cdot s^5 + a_4(\theta) \cdot s^4 + \right. \\ \left. + a_3(\theta) \cdot s^3 + a_2(\theta) \cdot s^2 + a_1(\theta) \cdot s + a_0(\theta) \right) \quad (3.133)$$

A expressão (3.134) determina a função de transferência do novo conversor CC-CA proposto.

$$\frac{\hat{v}_0(s, \theta)}{\hat{d}(s, \theta)} = \frac{n_{\text{planta}}(s, \theta)}{d_{\text{planta}}(s, \theta)} \quad (3.134)$$

Os termos do numerador e do denominador da planta estão apresentados em (3.135) e (3.136), respectivamente.

$$\left\{ \begin{array}{l} b_0(\theta) = -\frac{d(\theta) \cdot R_0 \cdot V_i \cdot (2 \cdot d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)}{(d(\theta) - 1)} \\ b_1(\theta) = -\frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot L_C \cdot R_0 (4 \cdot d^3(\theta) - 6 \cdot d^2(\theta) + 4 \cdot d(\theta) - 1)}{(d(\theta) - 1)^2} \\ b_2(\theta) = \frac{R_0 \cdot V_i \cdot C_C \cdot L_C \cdot (d^2(\theta) - d(\theta) + 1)}{(d(\theta) - 1)^2} \\ b_3(\theta) = -\frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s} \cdot R_0 \cdot C_C \cdot L_C^2 \cdot (2 \cdot d(\theta) - 1)}{(d(\theta) - 1)^2} \\ b_4(\theta) = \frac{V_i \cdot R_0 \cdot (L_C \cdot C_C)^2}{(d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)} \end{array} \right. \quad (3.135)$$

$$\begin{aligned}
a_0(\theta) &= -d^3(\theta) \cdot R_0 \cdot (d(\theta) - 1) \\
a_1(\theta) &= d^3(\theta) \cdot (2 \cdot L_C + L_f) - L_C - \\
&\quad - d^4(\theta) \cdot (2 \cdot L_C + L_f) - \frac{L_C}{(d(\theta) - 1)} - 4 \cdot d^2(\theta) \cdot L_C \\
a_2(\theta) &= d^3(\theta) \cdot (2 \cdot L_C \cdot R_0 \cdot C_f + L_f \cdot C_f \cdot R_0) - \\
&\quad - d^2(\theta) \cdot (2 \cdot C_C \cdot L_C \cdot R_0 + 4 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot L_C) - \\
&\quad - \frac{C_C \cdot L_C \cdot R_0 + C_f \cdot L_C \cdot R_0}{d(\theta) - 1} - d^4(\theta) \cdot \left( \frac{2 \cdot L_C \cdot R_0 \cdot C_f +}{+ L_f \cdot C_f \cdot R_0} \right) - \\
&\quad - R_0 \cdot L_C \cdot C_C - R_0 \cdot L_C \cdot C_f \\
a_3(\theta) &= - \frac{d(\theta) \cdot L_C \cdot C_C (L_C + L_f) \cdot (2 \cdot d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)}{d(\theta) - 1} \\
a_4(\theta) &= - \frac{d(\theta) \cdot R_0 \cdot L_C \cdot C_C \cdot \left( \begin{aligned} &L_C \cdot C_C + L_C \cdot C_f + L_f \cdot C_f + \\ &+ 2 \cdot d^2(\theta) \cdot L_C \cdot C_f + 2 \cdot d^2(\theta) \cdot L_f \cdot C_f - \\ &- 2 \cdot d(\theta) \cdot L_C \cdot C_f - 2 \cdot d(\theta) \cdot L_f \cdot C_f \end{aligned} \right)}{d(\theta) - 1} \\
a_5(\theta) &= - \frac{d(\theta) \cdot L_f \cdot (L_C \cdot C_C)^2}{(d(\theta) - 1)} \\
a_6(\theta) &= - \frac{d(\theta) \cdot R_0 \cdot L_f \cdot C_f \cdot (L_C \cdot C_C)^2}{(d(\theta) - 1)}
\end{aligned}
\tag{3.136}$$

Parametrizando a função de transferência definida por (3.134) em relação aos coeficientes de mais alta ordem do numerador e denominador apresentam-se em (3.137) e (3.138) os coeficientes parametrizados.

$$\begin{aligned}
\bar{b}_0(\theta) &= -\frac{d(\theta) \cdot (d(\theta) - 1) \cdot (2 \cdot d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)}{(L_C \cdot C_C)^2} \\
\bar{b}_1(\theta) &= -\frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}}{V_i} \cdot \frac{(4 \cdot d^3(\theta) - 6 \cdot d^2(\theta) + 4 \cdot d(\theta) - 1)}{L_C \cdot C_C^2} \\
\bar{b}_2(\theta) &= \frac{d^2(\theta) - d(\theta) + 1}{L_C \cdot C_C} \\
\bar{b}_3(\theta) &= -\frac{\langle i_0(\theta) \rangle_{T_s}}{V_i} \cdot \frac{(2 \cdot d(\theta) - 1)}{C_C} \\
\bar{b}_4(\theta) &= 1
\end{aligned} \tag{3.137}$$

$$\begin{aligned}
\bar{a}_0(\theta) &= \frac{d^2(\theta) \cdot (d(\theta) - 1)^2}{L_f \cdot C_f \cdot (L_C \cdot C_C)^2} \\
\bar{a}_1(\theta) &= \left( \frac{(d^4(\theta) - 2 \cdot d^3(\theta) + d^2(\theta))}{R_0 \cdot C_f \cdot (L_C \cdot C_C)^2} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{(2 \cdot d^4(\theta) - 4 \cdot d^3(\theta) + 6 \cdot d^2(\theta) - 4 \cdot d(\theta) + 1)}{R_0 \cdot L_f \cdot C_f \cdot L_C \cdot C_C^2} \right) \\
\bar{a}_2(\theta) &= \left[ \frac{\left( L_C \cdot \left( \frac{2 \cdot d^4(\theta) - 4 \cdot d^3(\theta) + 6 \cdot d^2(\theta) - 4 \cdot d(\theta) + 1}{-4 \cdot d(\theta) + 1} \right) + \right.}{\frac{L_f \cdot (d^4(\theta) - 2 \cdot d^3(\theta) + d^2(\theta))}{L_f \cdot (L_C \cdot C_C)^2} +} \right. \\
&\quad \left. + \frac{L_C \cdot (2 \cdot d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)}{L_f \cdot C_f \cdot C_C \cdot L_C^2} \right] \\
\bar{a}_3(\theta) &= \frac{(L_C + L_f) \cdot (2 \cdot d^2(\theta) - 2 \cdot d(\theta) + 1)}{R_0 \cdot L_f \cdot C_f \cdot L_C \cdot C_C} \\
\bar{a}_4(\theta) &= \frac{1}{L_f \cdot C_f} + \frac{\left( L_C + L_f - 2 \cdot d(\theta) \cdot (L_C + L_f) + \right.}{L_f \cdot L_C \cdot C_C} \\
&\quad \left. + 2 \cdot d^2(\theta) \cdot (L_C + L_f) \right) \\
\bar{a}_5(\theta) &= \frac{1}{R_0 \cdot C_f} \\
\bar{a}_6(\theta) &= 1
\end{aligned} \tag{3.138}$$

Sendo que o ganho da planta é escrito por (3.139).

$$k_{\text{planta}}(\theta) = \frac{b_4(\theta)}{a_6(\theta)} = -\frac{V_i}{L_f \cdot C_f \cdot d(\theta) \cdot (d(\theta) - 1)} \quad (3.139)$$

Portanto, tem-se em (3.140) o modelo para pequenos sinais da tensão de saída pela razão cíclica.

$$\frac{\hat{v}_0(s, \theta)}{\hat{d}(s, \theta)} = \frac{k_{\text{planta}}(\theta) \cdot (\bar{b}_4(\theta) \cdot s^4 + \bar{b}_3(\theta) \cdot s^3 + \bar{b}_2(\theta) \cdot s^2 + \bar{b}_1(\theta) \cdot s + \bar{b}_0(\theta))}{\left( \begin{array}{l} \bar{a}_6(\theta) \cdot s^6 + \bar{a}_5(\theta) \cdot s^5 + \bar{a}_4(\theta) \cdot s^4 + \bar{a}_3(\theta) \cdot s^3 + \\ + \bar{a}_2(\theta) \cdot s^2 + \bar{a}_1(\theta) \cdot s + \bar{a}_0(\theta) \end{array} \right)} \quad (3.140)$$

No apêndice A estão descritas as etapas realizadas para a modelagem e determinação dos coeficientes da função de transferência do conversor.

### 3.8. Conclusões

Neste Capítulo foi abordada a estratégia de modulação utilizada no trabalho. A partir desta foram apresentadas as etapas de operação, principais formas de onda e a análise estática do novo conversor CC-CA, definindo os valores médios quase instantâneos das correntes nos indutores, tensões nos capacitores e suas respectivas ondulações.

Através da análise dinâmica foi possível obter um modelo de pequenos sinais das variáveis de interesse para o controle do conversor e definir a função de transferência que relaciona os sinais de perturbação da tensão de saída e da razão cíclica.

Os estudos apresentados permitirão verificar através das simulações a validade das expressões e estendê-los para a operação CA. Desta maneira, a função de transferência é de fundamental importância, pois permite compreender os pontos críticos de controle e garantir a regulação da tensão de saída para variações na carga resistiva.



## 4. Projeto e Resultados de Simulação para Operação em um Ponto Fixo de Razão Cíclica

Este Capítulo apresenta os projetos e resultados de simulação para a operação do conversor como elevador e abaixador em um ponto fixo de razão cíclica, ou seja, a estrutura funcionando como CC-CC. Estas considerações são suficientes para comprovar através dos resultados obtidos a validade das análises matemáticas envolvidas.

As especificações de projeto estão apresentadas nas seções 4.1 e 4.2. Com base nestes requisitos determinam-se o ganho estático, os valores para as indutâncias e capacitâncias das células de comutação, os valores médios das tensões e correntes de interesse, o filtro de saída e a carga.

Ressalta-se, que as variáveis envolvidas são relativas à análise CC para um dado ponto de operação, conforme os parâmetros de projeto e portanto, são descritas em maiúsculo e sem dependência de “t” e ou “θ”.

### 4.1. Exemplo de Projeto para Operação como Elevador de Tensão

Na Tabela 4.1 estão apresentados os parâmetros de projeto para o conversor operando como elevador de tensão.

**Tabela 4.1 – Especificações de projeto para o novo conversor operando como elevador de tensão e para um ponto fixo de razão cíclica.**

Parâmetro	Funções	Especificações
Tensão na Entrada	$V_i$	311V
Tensão de Saída	$V_0$	450V
Corrente de Saída	$I_0$	5,55A
Potência de Saída	$P_0$	2500W
Frequência de Comutação	$f_s$	20kHz
Tensão de Pico da Portadora	$V_{tripk}$	5V
Ondulação de Corrente em $L_C$	$\Delta i_{Lc}$	1,11A
Ondulação da Tensão em $C_C$	$\Delta v_{Cc}$	22,5V
Ondulação da Corrente de Saída	$\Delta i_{Lf}$	0,27A
Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta v_{Cf}$	0,45V

#### 4.1.1. Determinação do Ganho Estático e da Razão Cíclica

A determinação dos componentes do conversor é realizada através das equações apresentadas no capítulo 3. Com os valores de  $V_i$  e  $V_0$  definidos na Tabela 4.1 é calculado através da equação (4.1), o ganho estático do conversor e a razão cíclica de operação.

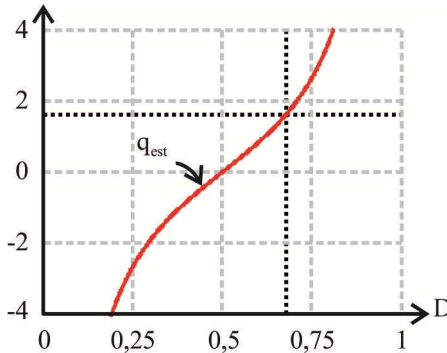
$$q_{\text{est}} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{2 \cdot D - 1}{D \cdot (1 - D)} \quad (4.1)$$

Em (4.2) e (4.3) estão definidos o valor do ganho estático e a razão cíclica para o ponto de operação desejado, respectivamente.

$$q_{\text{est}} = 1,45 \quad (4.2)$$

$$D = 0,66 \quad (4.3)$$

A Figura 4.1 representa a curva do ganho estático do conversor para o ponto de operação especificado.



**Figura 4.1 – Ganho Estático em função da razão cíclica para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.**

Reescrevendo a equação do ganho estático em (4.4) e com a substituição da razão cíclica e da tensão de entrada, obtém-se o valor da tensão média  $V_{AB}$ , a qual é igual à tensão de saída especificada no projeto.



$$\frac{V_{AB}}{V_i} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{2 \cdot D - 1}{D \cdot (1 - D)} \quad (4.4)$$

$$V_{AB} = 450,32V \quad (4.5)$$

O valor da tensão da portadora é obtido a partir do índice de modulação definido na equação (4.6). Sendo que o índice de modulação também pode ser obtido a partir de (4.7).

$$M = \frac{V_{cpk}}{V_{tripk}} \quad (4.6)$$

$$M = \frac{V_{cpk}}{V_{tripk}} = 2 \cdot D - 1 \quad (4.7)$$

Substituindo a tensão de entrada e a razão cíclica de operação encontra-se em (4.8) a amplitude do sinal modulante necessária para reproduzir a tensão de saída especificada.

$$V_{cpk} = 1,62V \quad (4.8)$$

#### 4.1.2. Determinação do Filtro de Saída e Carga

As equações (3.66) e (3.70), reescritas em (4.9) e (4.10) são utilizadas para especificar a indutância  $L_f$  e a capacitância  $C_f$ , respectivamente.

$$L_f = \frac{V_i}{\Delta i_{L_f} \cdot f_s} \quad (4.9)$$

$$C_f = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L_f \cdot \Delta v_{C_f} \cdot f_s^2} \quad (4.10)$$

Substituindo os parâmetros apresentados na Tabela 4.1 nas equações (4.9) e (4.10), obtém-se em (4.11) e (4.12) os valores da indutância  $L_f$  e da capacitância  $C_f$ , respectivamente.

$$L_f = 55,98\text{mH} \quad (4.11)$$

$$C_f = 3,86\mu\text{F} \quad (4.12)$$

O cálculo da resistência de carga é dado por (4.13), resultando no valor apresentado em (4.14).

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (4.13)$$

$$R_0 = 81\Omega \quad (4.14)$$

#### 4.1.3. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação

As equações (3.50) e (3.53) são reescritas em (4.15) e (4.16). Em (4.17) estão indicadas as equações que determinam as ondulações normalizadas do conversor.

$$L_1 = \frac{V_i}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} \cdot D \quad (4.15)$$

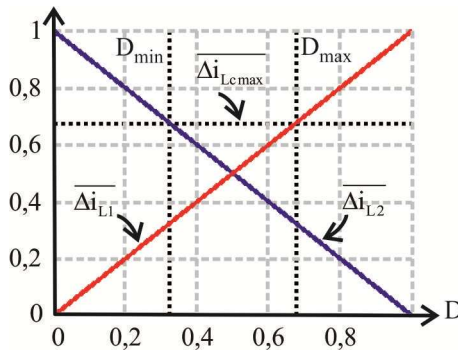
$$L_2 = \frac{V_i}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} \cdot (1 - D) \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} \overline{\Delta i_{L1}} = D \\ \overline{\Delta i_{L2}} = 1 - D \end{cases} \quad (4.17)$$

A Figura 4.2 representa as correntes normalizadas nas indutâncias de célula, definidas como  $\overline{\Delta i_{L1}}$  e  $\overline{\Delta i_{L2}}$ , para o ponto de operação de projeto. Sendo  $D_{\max}$  e  $D_{\min}$  definidos em (4.18) e (4.19), respectivamente.

$$D_{\max} = D \quad (4.18)$$

$$D_{\min} = 1 - D_{\max} \quad (4.19)$$



**Figura 4.2 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.**

O valor do indutor  $L_1$  é proporcional a razão cíclica  $D$ , enquanto que  $L_2$  é proporcional a razão cíclica complementar  $\overline{D}$ . Portanto, quando a corrente no indutor  $L_1$  tem o máximo valor, a ondulação de corrente no indutor  $L_2$  tem o valor mínimo.

A expressão (4.20) representa o cálculo para especificar a indutância da célula de comutação definida por  $L_C$ .

$$L_C = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L_C}} \cdot \overline{\Delta i_{L_C \max}} = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L_C}} \cdot D_{\max} = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L_C}} \cdot (1 - D_{\min}) \quad (4.20)$$

Aplicando as especificações apresentadas na Tabela 4.1, obtém-se através de (4.21) o valor da indutância da célula de comutação  $L_C$ .

$$L_C = L_1 = L_2 = 9,26\text{mH} \quad (4.21)$$

As correntes médias nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são reescritas nas equações (4.22) e (4.23). Os valores encontrados estão definidos em (4.24).

$$I_{L1} = I_0 \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{L2} = -I_0 \cdot \left( \frac{1-D}{D} \right) \quad (4.23)$$

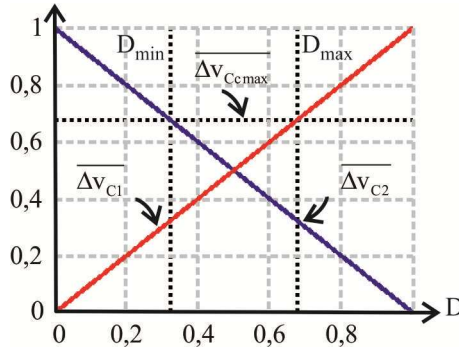
$$\begin{cases} I_{L1} = 10,87\text{A} \\ I_{L2} = -2,83\text{A} \end{cases} \quad (4.24)$$

Os cálculos para determinar as capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  estão reescritas nas expressões (4.25) e (4.26).

$$C_1 = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{C1}} \cdot D \quad (4.25)$$

$$C_2 = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{C2}} \cdot (1-D) \quad (4.26)$$

A Figura 4.3 representa as ondulações normalizadas de  $C_1$  e  $C_2$  em função da razão cíclica. A Figura destaca os pontos de operação conforme os resultados obtidos e de acordo com as especificações de projeto. Verifica-se que os máximos valores da ondulação de tensão normalizada ocorrem para a razão cíclica máxima e mínima. No ponto de operação de projeto ( $D_{\max}$ ), ocorre o valor máximo de ondulação de tensão em  $C_1$ , enquanto que na capacitância  $C_2$  o valor da ondulação é mínimo.



**Figura 4.3 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.**

Substituindo as especificações apresentadas na Tabela 4.1 na equação (4.27), obtém-se em (4.28) a capacitância da célula de comutação definida por  $C_C$ .

$$C_C = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{Cc}} \cdot \overline{\Delta v_{Cc \max}} = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{Cc}} \cdot D_{\max} = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{Cc}} \cdot (1 - D_{\min}) \quad (4.27)$$

$$C_C = C_1 = C_2 = 8,17 \mu\text{F} \quad (4.28)$$

As tensões médias nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são reescritas em (4.29) e (4.30), respectivamente. Substituindo a tensão de entrada e a razão cíclica de operação encontram-se os valores médios das tensões nos capacitores das células de comutação definidos em (4.31).

$$V_{C1} = V_i \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (4.29)$$

$$V_{C2} = V_i \cdot \left( \frac{1-D}{D} \right) \quad (4.30)$$

$$\begin{cases} V_{C1} = 609,11V \\ V_{C2} = 158,79V \end{cases} \quad (4.31)$$

#### 4.1.4. Especificação dos Coeficientes da Função de Transferência

A função de transferência obtida é reescrita em (4.32) com os coeficientes do numerador e denominador dados por (4.33) e (4.34), respectivamente. Observa-se que são consideradas 5 casas decimais nos cálculos dos coeficientes da função de transferência, uma vez que, para comprovar a validade desta expressão é necessário ter precisão em relação a estes parâmetros.

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{k_{\text{planta}} \cdot (\bar{b}_4 \cdot s^4 + \bar{b}_3 \cdot s^3 + \bar{b}_2 \cdot s^2 + \bar{b}_1 \cdot s + \bar{b}_0)}{\bar{a}_6 \cdot s^6 + \bar{a}_5 \cdot s^5 + \bar{a}_4 \cdot s^4 + \bar{a}_3 \cdot s^3 + \bar{a}_2 \cdot s^2 + \bar{a}_1 \cdot s + \bar{a}_0} \quad (4.32)$$

$$\begin{cases} \bar{b}_0 = 2,15761 \times 10^{13} \\ \bar{b}_1 = -5,16634 \times 10^9 \\ \bar{b}_2 = 1,02545 \times 10^7 \\ \bar{b}_3 = -707,90315 \\ \bar{b}_4 = 1 \end{cases} \quad (4.33)$$

$$\begin{cases} \bar{a}_0 = 4,04727 \times 10^{19} \\ \bar{a}_1 = 4,6917 \times 10^{16} \\ \bar{a}_2 = 4,84559 \times 10^{13} \\ \bar{a}_3 = 2,72186 \times 10^{10} \\ \bar{a}_4 = 1,31364 \times 10^7 \\ \bar{a}_5 = 3,2 \times 10^3 \\ \bar{a}_6 = 1 \end{cases} \quad (4.34)$$

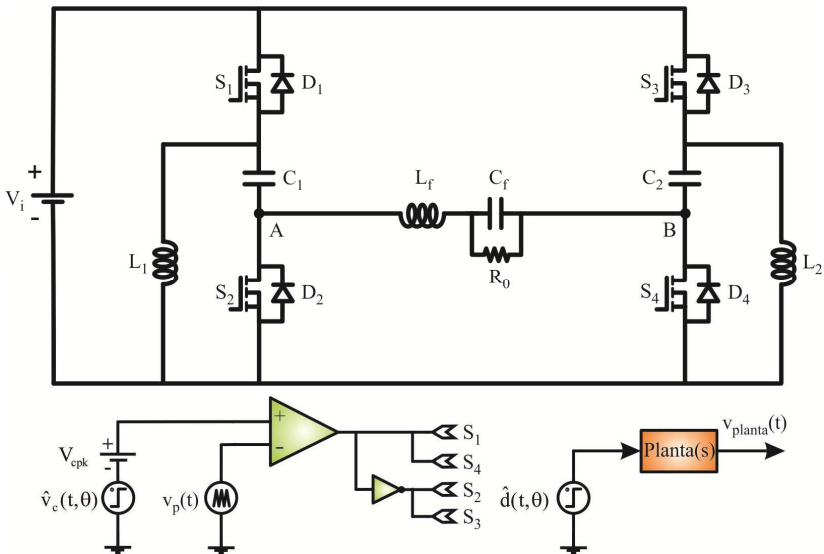
Reescrevendo o ganho da função de transferência em (4.35) e substituindo os parâmetros anteriormente calculados, obtém-se em (4.36) o ganho relativo as especificações de projeto.

$$k_{\text{planta}} = -\frac{V_i}{D \cdot L_f \cdot C_f \cdot (D-1)} \quad (4.35)$$

$$k_{\text{planta}} = 6,43523 \times 10^9 \quad (4.36)$$

#### 4.1.5. Resultados de Simulação

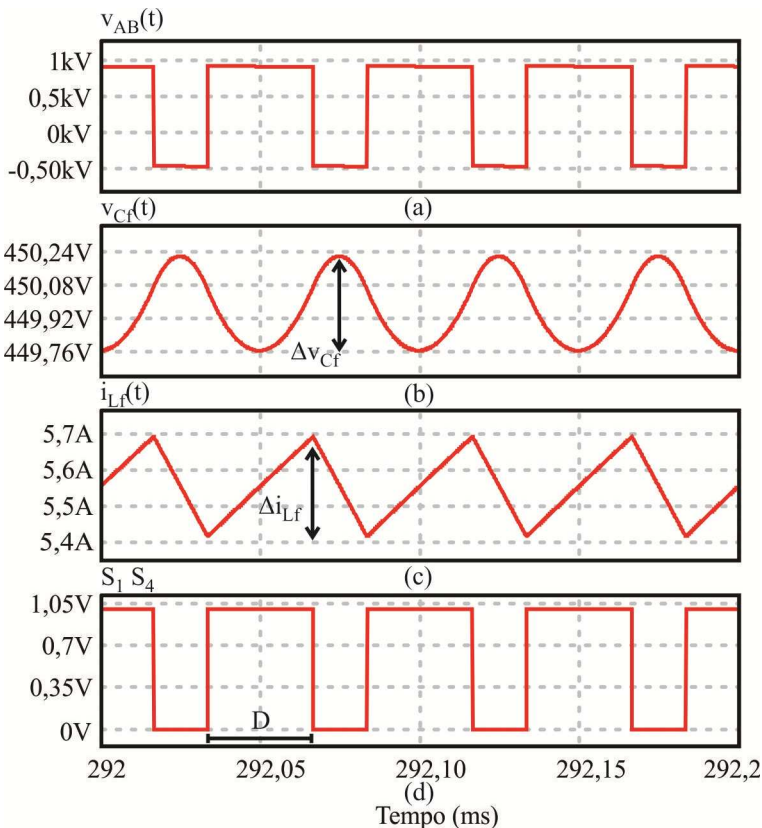
Nesta seção é apresentada a simulação do conversor operando como elevador de tensão e para um ponto fixo de razão cíclica. Através do circuito da Figura 4.4 é possível avaliar as principais formas de onda, verificar se os requisitos apresentados na Tabela 4.1 estão de acordo com as respostas obtidas e, por fim, validar o modelo da função de transferência.



**Figura 4.4 – Representação do circuito utilizado para as simulações considerando a operação do conversor para um ponto fixo de razão cíclica.**

Apresentam-se na Figura 4.5 as formas de onda da tensão entre os terminais A e B, tensão de saída, corrente de saída e pulsos aplicados nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ . A primeira etapa de operação é definida quando há pulso de comando nos interruptores anteriormente citados.

Observa-se que o valor médio quase instantâneo da tensão entre os terminais A e B é igual à tensão média de saída. As ondulações da tensão e da corrente de saída estão de acordo com os requisitos propostos na Tabela 4.1.



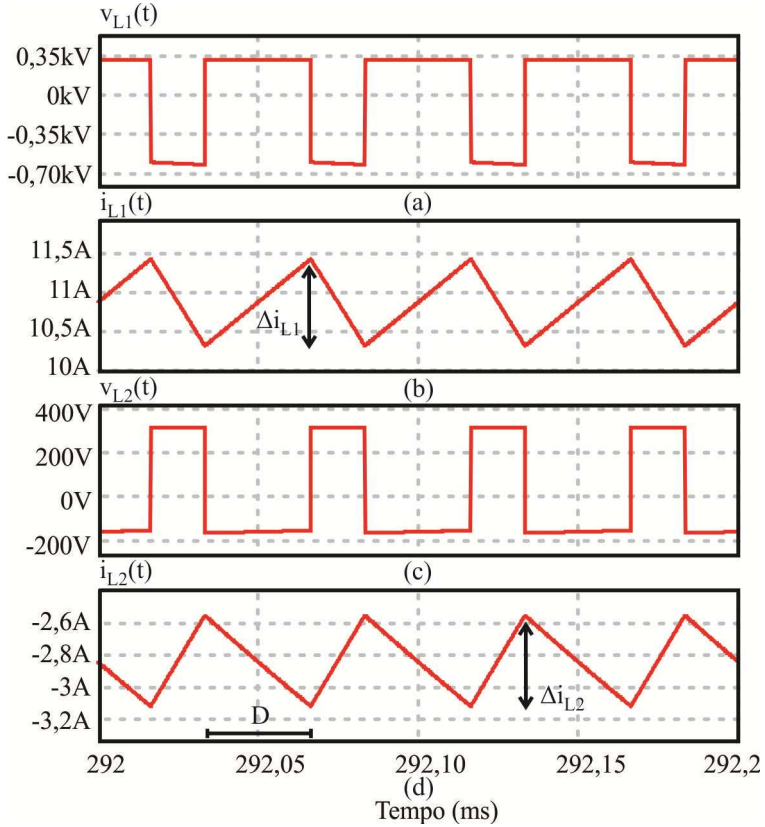
**Figura 4.5 – Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída; (c) corrente de saída; (d) pulsos de comando aplicados nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .**

A Figura 4.6 representa as formas de onda das tensões e correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . Observa-se que na primeira etapa de operação a



tensão no indutor  $L_1$  é positiva e a corrente crescente, ao contrário do que ocorre para o indutor  $L_2$ .

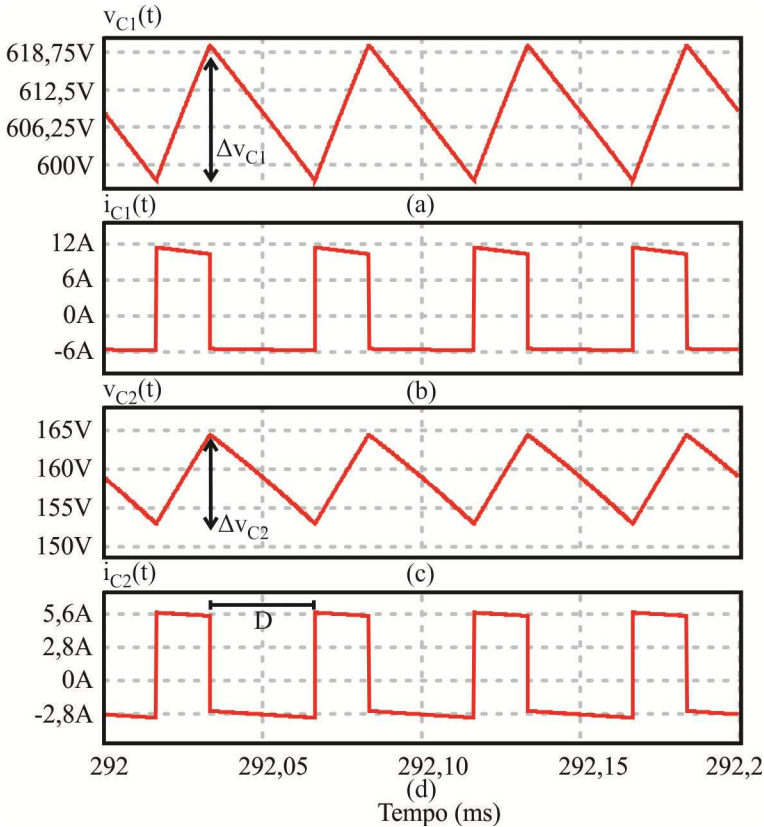
As ondulações medidas para as correntes nos indutores das células de comutação estão de acordo com os dados de projeto, satisfazendo assim tais critérios.



**Figura 4.6 - Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão no indutor  $L_1$ ; (b) corrente no indutor  $L_1$ ; (c) tensão no indutor  $L_2$ ; (d) corrente no indutor  $L_2$ .**

A Figura 4.7 apresenta a tensão e as correntes nos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$  e o pulso de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .

Na Tabela 4.2 estão representados os dados comparativos para os principais parâmetros obtidos por cálculo e simulação. Todos os parâmetros observados estão de acordo com as especificações do projeto validando as análises matemáticas até então realizadas.

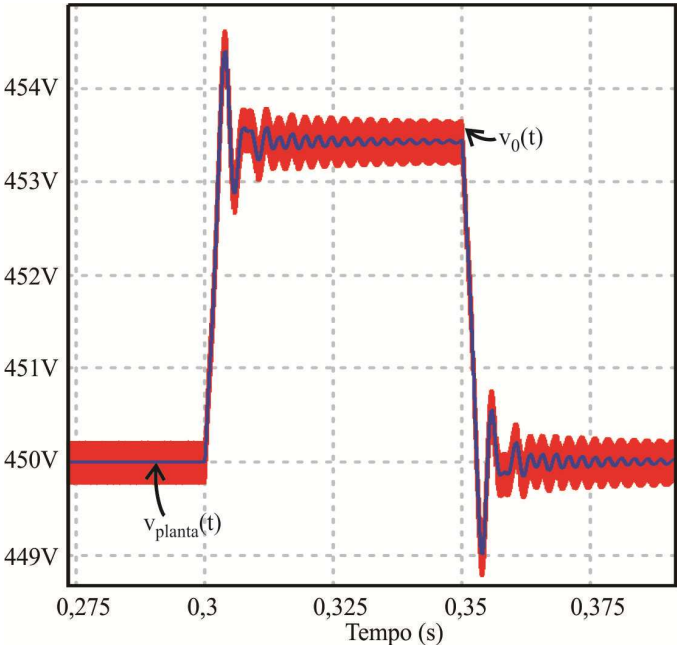


**Figura 4.7 - Resultados de simulação para operação como elevador de tensão: (a) tensão no capacitor  $C_1$ ; (b) corrente no capacitor  $C_1$ ; (c) tensão no capacitor  $C_2$ ; (d) corrente no capacitor  $C_2$ .**

**Tabela 4.2 - Comparação dos parâmetros calculados e simulados para operação como elevador de tensão.**

Parâmetro	Funções	Calculado	Simulado
Tensão de Saída	$V_0$	450V	449,95V
Corrente de Saída	$I_0$	5,55A	5,55A
Potência de Saída	$P_0$	2500W	2499,05W
Ondulação de Corrente em $L_C$	$\Delta i_{Lc}$	1,11A	1,09A
Ondulação da Tensão em $C_C$	$\Delta v_{Cc}$	22,5V	22,49V
Ondulação da Corrente de Saída	$\Delta i_{Lf}$	0,27A	0,27A
Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta v_{Cf}$	0,45V	0,45V

A Figura 4.8 apresenta as formas de onda para as tensões de saída do conversor e a tensão obtida para o modelo de pequenos sinais. A simulação é realizada considerando uma pequena perturbação de razão cíclica produzida através de dois degraus na tensão de referência do modulador.



**Figura 4.8 – Tensão de saída e resposta do função de transferência do conversor para uma perturbação na razão cíclica e com o conversor operando como elevador de tensão.**

Em 0,3s ocorre um incremento de 0,01V na tensão  $V_{cpk}$ , o que equivale a um aumento de 0,001 na razão cíclica (escala entre 0 e 1). No instante 0,35s é aplicado um decremento de 0,01V na tensão de referência e, consequentemente, um decréscimo de 0,001 na razão cíclica. Para validar o modelo da planta, é utilizado um bloco matemático que possibilita obter a tensão de saída a partir da perturbação na razão cíclica.

Verifica-se que o sinal de tensão  $v_{planta}(t)$  é a representação do valor médio quase instantâneo da tensão de saída  $v_0(t)$ . No tempo 0,3s o degrau de razão cíclica é aplicado e, como observado na Figura 4.8, o sinal  $v_{planta}(t)$  apresenta resposta semelhante à tensão de saída, validando desta maneira, o modelo matemático. Para o degrau em questão o valor médio da tensão de saída após a perturbação é de 453,76V. Quando o decremento da tensão de referência é aplicado no instante 0,35s, a tensão de saída estabiliza em 450V, comprovando que para esta situação o modelo matemático também foi confirmado.

## 4.2. Exemplo de Projeto para Operação como Abaixador de Tensão

As especificações de projeto para o conversor operando como abaixador de tensão estão indicadas na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3 – Especificações de projeto para o novo conversor operando como abaixador de tensão e para um ponto fixo de razão cíclica.**

Parâmetro	Funções	Especificações
Tensão na Entrada	$V_i$	311V
Tensão de Saída	$V_0$	300V
Corrente de Saída	$I_0$	8,33A
Potência de Saída	$P_0$	2500W
Frequência de Comutação	$f_s$	20kHz
Tensão de Pico da Portadora	$V_{tripk}$	5V
Ondulação de Corrente em $L_C$	$\Delta i_{Lc}$	1,67A
Ondulação da Tensão em $C_C$	$\Delta v_{Cc}$	15V
Ondulação da Corrente de Saída	$\Delta i_{Lf}$	0,42A
Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta v_{Cf}$	0,3V

### 4.2.1. Determinação do Ganho Estático e da Razão Cíclica

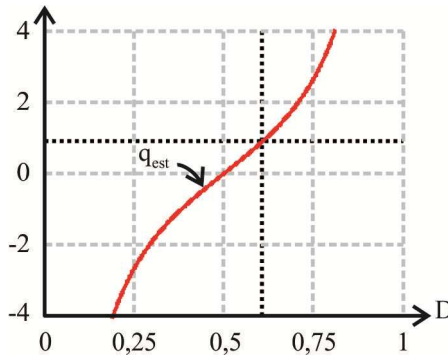
Os cálculos para determinar o ganho estático e a razão cíclica de operação para o conversor operando como abaixador de tensão seguem os mesmos procedimentos descritos no projeto anterior.

Os valores de  $q_{est}$  e  $D$  estão indicados em (4.37) e (4.38), respectivamente.

$$q_{est} = \frac{2 \cdot D - 1}{D \cdot (1 - D)} = 0,964 \quad (4.37)$$

$$D = 0,61 \quad (4.38)$$

A Figura 4.9 representa a curva do ganho estático do conversor destacando o ponto de operação conforme o projeto.



**Figura 4.9 – Ganho Estático em função da razão cíclica para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.**

Com a determinação da razão cíclica, do ganho estático e dos dados de projeto determina-se em (4.39) o valor da tensão média  $V_{AB}$  e em (4.40) o valor de pico da tensão de referência.

$$V_{AB} = q_{est} \cdot V_i = 300V \quad (4.39)$$

$$V_{cpk} = V_{tripk} \cdot (2 \cdot D - 1) = 1,14V \quad (4.40)$$

#### 4.2.2. Determinação do Filtro de Saída e Carga

Os valores da indutância  $L_f$  e da capacitância  $C_f$  são dados por (4.41) e (4.42), respectivamente.

$$L_f = \frac{V_i}{\Delta i_{L_f} \cdot f_s} = 37,32 \text{mH} \quad (4.41)$$

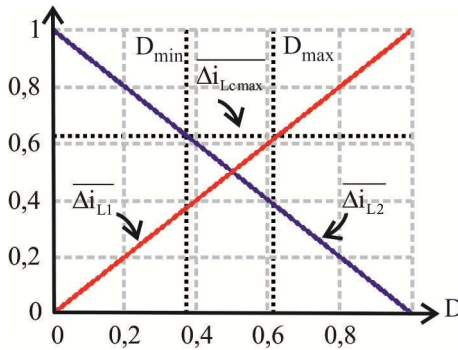
$$C_f = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L_f \cdot \Delta v_{C_f} \cdot f_s^2} = 8,68 \mu\text{F} \quad (4.42)$$

A resistência de carga é definida em (4.43).

$$R_0 = 36 \Omega \quad (4.43)$$

#### 4.2.3. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação

A Figura 4.10 representa as correntes normalizadas nas indutâncias das células de comutação. Observa-se que os pontos de operação estão destacados conforme os parâmetros de projeto e resultados obtidos.



**Figura 4.10 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.**

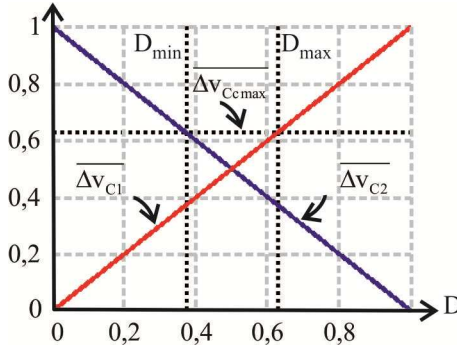
Aplicando as especificações apresentadas na Tabela 4.1, obtém-se em (4.44) o valor da indutância da célula de comutação  $L_C$ .

$$L_C = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L_C}} \cdot \overline{\Delta i_{L_C \max}} = 5,73 \text{mH} \quad (4.44)$$

As correntes médias nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão definidos em (4.45).

$$\begin{cases} I_{L1} = I_0 \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) = 13,25 \text{A} \\ I_{L2} = -I_0 \cdot \left( \frac{1-D}{D} \right) = -5,23 \text{A} \end{cases} \quad (4.45)$$

A Figura 4.11 apresenta as ondulações normalizadas de  $C_1$  e  $C_2$  em função da razão cíclica.



**Figura 4.11 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para um ponto fixo de razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.**

O valor da capacitância da célula de comutação é dado por (4.46).

$$C_C = \frac{I_0}{f_s \cdot \Delta v_{C_C}} \cdot \overline{\Delta v_{C_C \max}} = 17,06 \mu\text{F} \quad (4.46)$$

As tensões médias nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  estão indicadas em (4.47).

$$\begin{cases} V_{C1} = V_i \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) = 494,7V \\ V_{C2} = V_i \cdot \left( \frac{1-D}{D} \right) = 195,51V \end{cases} \quad (4.47)$$

#### 4.2.4. Especificação dos Coeficientes da Função de Transferência

Os coeficientes do numerador, denominador e ganho da função de transferência são apresentados em (4.48), (4.49) e (4.50), respectivamente.

$$\begin{cases} \bar{b}_0 = 1,30347 \times 10^{13} \\ \bar{b}_1 = -1,93094 \times 10^9 \\ \bar{b}_2 = 17,80275 \times 10^6 \\ \bar{b}_3 = -358,91847 \\ \bar{b}_4 = 1 \end{cases} \quad (4.48)$$

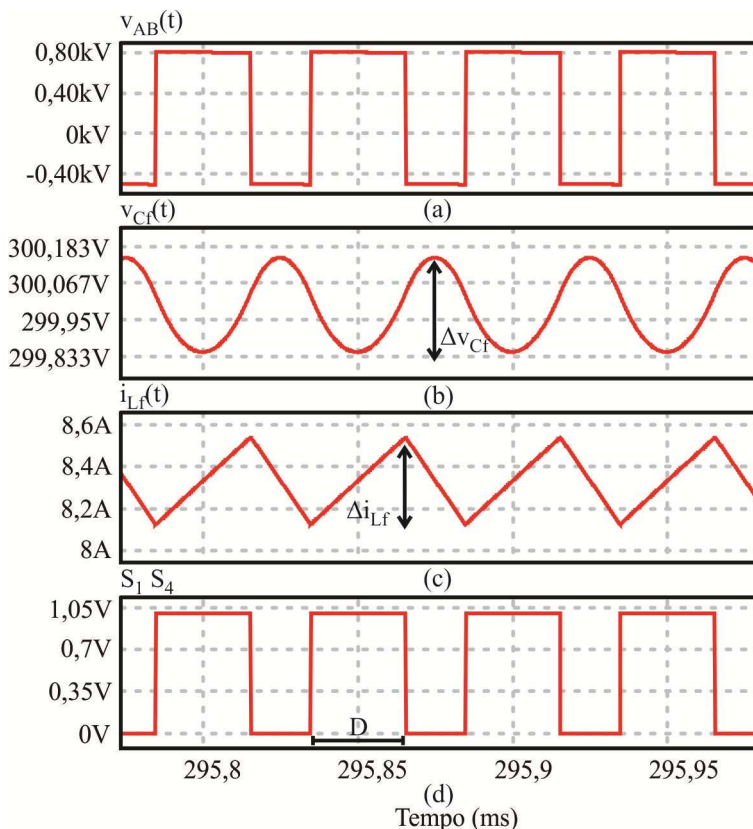
$$\begin{cases} \bar{a}_0 = 1,81203 \times 10^{19} \\ \bar{a}_1 = 2,72386 \times 10^{16} \\ \bar{a}_2 = 2,51188 \times 10^{13} \\ \bar{a}_3 = 1,98595 \times 10^{10} \\ \bar{a}_4 = 9,2929 \times 10^6 \\ \bar{a}_5 = 3,2 \times 10^3 \\ \bar{a}_6 = 1 \end{cases} \quad (4.49)$$

$$k_{\text{planta}} = 4,05166 \times 10^9 \quad (4.50)$$



### 4.2.5. Resultados de Simulação

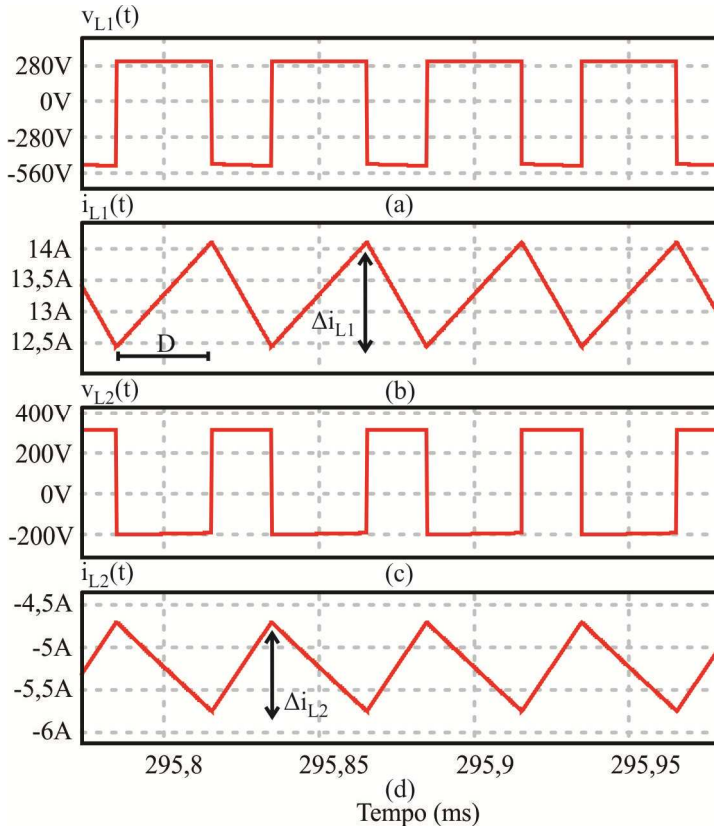
Na Figura 4.12 estão representadas a tensão  $v_{AB}(t)$ , tensão de saída, corrente no indutor  $L_f$  e os pulsos de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .



**Figura 4.12 – Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída; (c) corrente de saída; (d) pulsos de comando aplicados nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .**

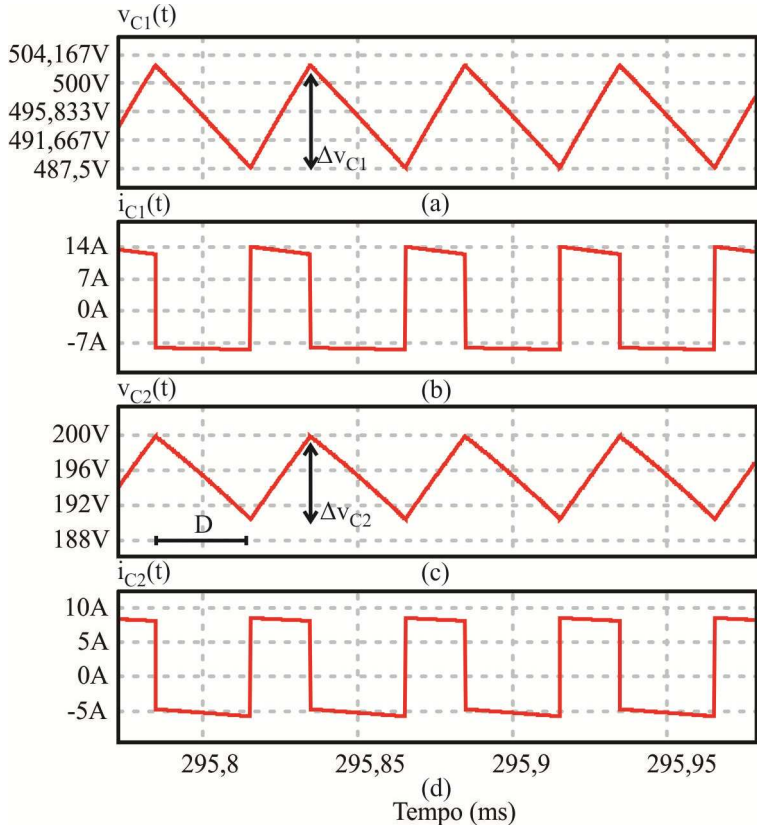
Os valores médios da tensão, corrente de saída e suas respectivas ondulações estão de acordo com os dados de projeto. Observa-se que a tensão média de saída é menor que a tensão de barramento, comprovando a operação do conversor como abaixador de tensão.

A Figura 4.13 representa as formas de onda das tensões e correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . Os valores das ondulações nos indutores das células de comutação apresentam valores condizentes com os requisitos de projeto.



**Figura 4.13 - Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão no indutor  $L_1$ ; (b) corrente no indutor  $L_1$ ; (c) tensão no indutor  $L_2$ ; (d) corrente no indutor  $L_2$ .**

A Figura 4.14 apresenta a tensão e as correntes nos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$  e o pulso de comando nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ . Verifica-se que a corrente de saída circula na primeira etapa por  $C_1$  e na segunda através de  $C_2$ .



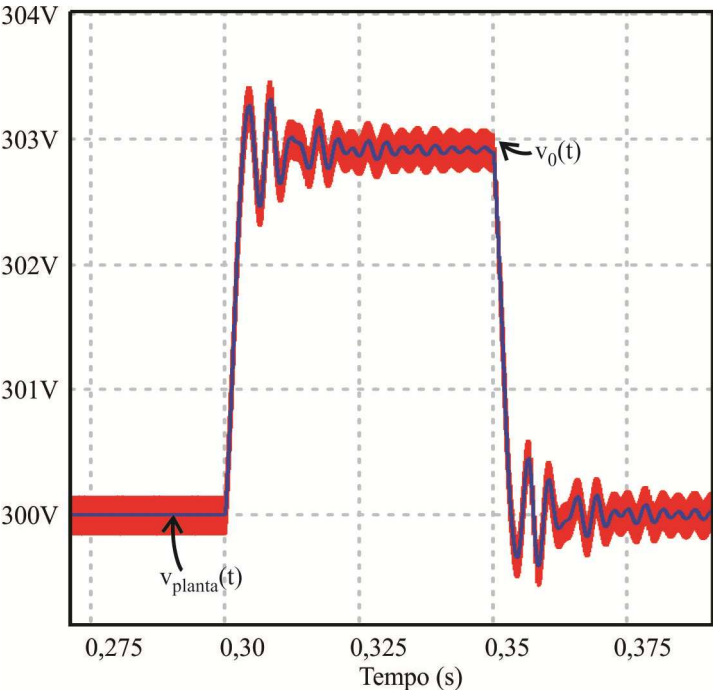
**Figura 4.14 - Resultados de simulação para operação como abaixador de tensão: (a) tensão no capacitor  $C_1$ ; (b) corrente no capacitor  $C_1$ ; (c) tensão no capacitor  $C_2$ ; (d) corrente no capacitor  $C_2$ .**

Na Tabela 4.4 estão apresentados os parâmetros comparativos entre os valores calculados e os simulados. Comprova-se que os resultados avaliados estão de acordo com os valores calculados e propostos no exemplo de projeto.

A Figura 4.15 apresenta as formas de onda para as tensões de saída do conversor e a tensão obtida para o modelo de pequenos sinais. A simulação é realizada seguindo os mesmos procedimentos de perturbação referidos no projeto anterior.

**Tabela 4.4 - Comparação dos parâmetros calculados e simulados para operação com abaixador de tensão.**

Parâmetro	Funções	Calculado	Simulado
Tensão de Saída	$V_0$	300V	299,98V
Corrente de Saída	$I_0$	8,33A	8,33A
Potência de Saída	$P_0$	2500W	2498,83W
Ondulação de Corrente em $L_C$	$\Delta i_{Lc}$	1,67A	1,65A
Ondulação da Tensão em $C_C$	$\Delta v_{Cc}$	15V	14,79V
Ondulação da Corrente de Saída	$\Delta i_{Lf}$	0,42A	0,41A
Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta v_{Cf}$	0,3V	0,3V



**Figura 4.15 – Tensão de saída e resposta da função de transferência do conversor para uma perturbação na razão cíclica e com o conversor operando como abaixador de tensão.**

Observa-se na Figura 4.15, que para o degrau no instante 0,3s, o valor médio da tensão de saída após a perturbação é de 302,1V. Já em 0,35s ocorre o decremento de 0,01V (relativo a tensão de referência), determinando assim, o valor de 300V para a tensão de saída após esta transição. A Figura 4.15 demonstra que o modelo matemático é eficiente para o conversor operando como abaixador de tensão.

### **4.3. Conclusões**

Para validar as análises envolvidas foram propostos 2 exemplos de projeto com a finalidade de comprovar a análise estática e dinâmica do conversor. As principais formas de onda obtidas por simulação apresentaram resultados satisfatórios e condizentes com as análises teóricas efetuadas e os requisitos de projeto.

Os resultados confirmam a validade da análise estática e dinâmica apresentadas no Capítulo 3 e demonstram que o conversor pode operar como elevador e abaixador de tensão. Com os conceitos estabelecidos e comprovados é possível estender as análises realizadas para a operação CA e a partir disso, dimensionar e implementar o novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.



## 5. Considerações para a Operação CA

### 5.1. Introdução

Este Capítulo apresenta inicialmente as considerações para os cálculos das indutâncias e capacitâncias na operação CA. Na sequência é abordada a função de linearização que permite representar uma relação linear entre o ganho estático de referência e o de saída, reproduzindo uma tensão de saída sem distorção para o funcionamento em malha aberta, além de diminuir o esforço de controle em malha fechada. Em seguida são apresentadas as observações para elaborar a estratégia de controle utilizando a realimentação da tensão de saída.

### 5.2. Determinação das Indutâncias e Capacitâncias para a Análise CA

Os cálculos para determinar os valores das capacitâncias e indutâncias das células de comutação e do filtro de saída para um ponto de operação estão reescritos nas equações (5.1), (5.2), (5.3), (5.4), (5.5) e (5.6), respectivamente.

$$C_1 = \frac{I_{0pk} \cdot D}{f_s \cdot \Delta v_{C1}} \quad (5.1)$$

$$C_2 = \frac{I_{0pk}}{f_s \cdot \Delta v_{C2}} \cdot (1 - D) \quad (5.2)$$

$$L_1 = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L1}} \cdot D \quad (5.3)$$

$$L_2 = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L2}} \cdot (1 - D) \quad (5.4)$$

$$C_f = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L_f \cdot \Delta v_{CF} \cdot f_s^2} \quad (5.5)$$

$$L_f = \frac{V_i}{\Delta i_{Lf} \cdot f_s} \quad (5.6)$$

No Capítulo 3, optou-se por formalizar as funções matemáticas através das variáveis “t” e “θ”. No entanto, na análise CA essas expressões são definidas apenas em função de “t” representando as componentes de baixa e alta .

Para análise CA apresentam-se em (5.7) e (5.8) a corrente de saída e a razão cíclica, respectivamente. Onde a função de razão cíclica é obtida para uma modulação bipolar e com o índice de modulação (M) determinado por (5.9).

$$i_0(t) = I_{0pk} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (5.7)$$

$$d(t) = \frac{1}{2} \cdot [1 + M \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t)] \quad (5.8)$$

$$M = 2 \cdot d(t) - 1 \quad (5.9)$$

Observa-se que a função da razão cíclica d(t) definida em 5.8 é uma expressão que contém apenas a componente fundamental. Porém, ressalta-se que esta consideração é uma aproximação do sinal real sem ponderar as distorções causadas pelo ganho estático e ação de controle.

Isolando o termo senoidal da equação (5.8) obtém-se a expressão (5.10). A angular da componente fundamental da tensão de saída é definida por  $\omega_r$ .

$$\text{sen}(\omega_r \cdot t) = \frac{2 \cdot d(t) - 1}{M} \quad (5.10)$$



Considerando a variação da razão cíclica e da corrente de saída, reescreve-se a equação (5.1) obtendo (5.11).

$$C_1 = \frac{i_0(t) \cdot d(t)}{f_s \cdot \Delta v_{C1}} = \frac{I_{0pk} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \cdot d(t)}{f_s \cdot \Delta v_{C1}} \quad (5.11)$$

Substituindo (5.10) em (5.11) chega-se na igualdade dada por (5.12).

$$C_1 = \frac{I_{0pk}}{M \cdot f_s \cdot \Delta v_{C1}} \cdot d(t) \cdot (2d(t) - 1) \quad (5.12)$$

A partir de (5.2) e considerando (5.7) e (5.8), obtém-se em (5.13) a expressão para determinar a capacitância  $C_2$ .

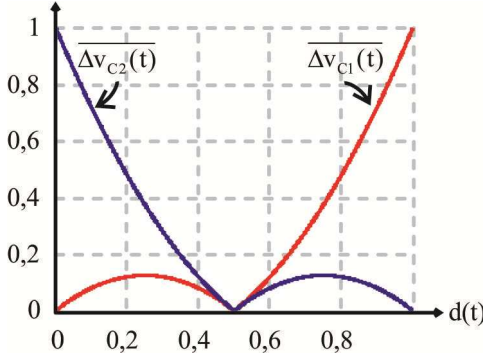
$$C_2 = \frac{I_{0pk}}{M \cdot f_s \cdot \Delta v_{C2}} \cdot (1 - d(t)) \cdot (2d(t) - 1) \quad (5.13)$$

Para facilitar as especificações das capacitâncias das células de comutação é prudente normalizar as ondulações de tensões. As equações (5.14) e (5.15) representam as ondulações normalizadas de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em função da de comutação, ondulação de tensão, capacitância e corrente de saída de pico, respectivamente.

$$\overline{\Delta v_{C1}}(t) = \frac{M \cdot f_s \cdot C_1 \cdot \Delta v_{C1}}{I_{0pk}} = d(t) \cdot (2d(t) - 1) \quad (5.14)$$

$$\overline{\Delta v_{C2}}(t) = \frac{M \cdot f_s \cdot C_2 \cdot \Delta v_{C2}}{I_{0pk}} = (1 - d(t)) \cdot (2d(t) - 1) \quad (5.15)$$

As ondulações das tensões normalizadas nas capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  em função da razão cíclica estão apresentadas na Figura 5.1.



**Figura 5.1 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$ .**

As equações (5.3) e (5.4) são reescritas em (5.16) e (5.17). Através destas, determinam-se os valores das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente.

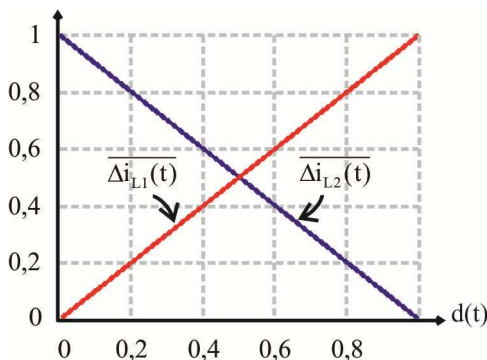
$$L_1 = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L1}} \cdot d(t) \quad (5.16)$$

$$L_2 = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L2}} \cdot (1 - d(t)) \quad (5.17)$$

As ondulações das correntes normalizadas nos indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$  estão definidas em (5.18) e (5.19). A parametrização relaciona a de comutação, indutância, ondulação de corrente e tensão de entrada. As representações destas expressões estão indicadas na Figura 5.2.

$$\overline{\Delta i_{L1}} = \frac{f_s \cdot L_1 \cdot \Delta i_{L1}}{V_i} = d(t) \quad (5.18)$$

$$\overline{\Delta i_{L2}} = \frac{f_s \cdot L_2 \cdot \Delta i_{L2}}{V_i} = (1 - d(t)) \quad (5.19)$$

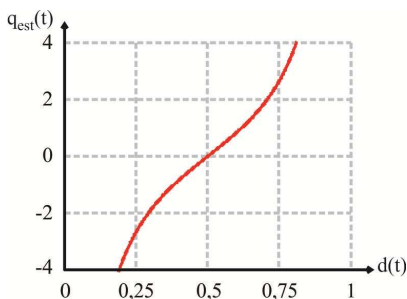


**Figura 5.2 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$ .**

O dimensionamento do indutor e capacitor do filtro de saída permanece da mesma maneira apresentado para a análise estática, pois são variáveis independentes da razão cíclica, como demonstrado em (5.6) e (5.5).

### 5.3. Função de Linearização

A relação de ganho estático do conversor em função da razão cíclica apresentada na Figura 5.3 tem uma característica não-linear. A partir desta, conclui-se que na medida em que a razão cíclica aumenta o ganho estático aumenta consideravelmente. A mesma análise é aplicada para o decremento na razão cíclica de operação.



**Figura 5.3 – Curva do ganho estático do conversor em função da razão cíclica de operação.**

Portanto, uma pequena alteração no sinal da razão cíclica impõe uma mudança considerável no ganho estático, implicando em uma distorção na tensão de saída do conversor para a operação em malha aberta ou um esforço de controle em malha fechada.

Para solucionar esta particularidade propõe-se a implementação de uma função que linearize a relação entre o ganho estático de saída e o de referência. O equacionamento a seguir apresenta os passos para se obter a expressão permitindo reproduzir uma tensão de saída senoidal, com baixa distorção, independentemente do ganho de tensão desejado.

O ganho estático do conversor é dado por (5.20).

$$q_{\text{est}}(t) = \frac{2 \cdot d(t) - 1}{d(t) \cdot (1 - d(t))} \quad (5.20)$$

Manipulando a expressão (5.20), obtém-se a equação (5.21).

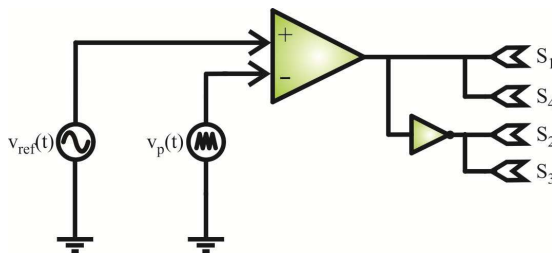
$$d(t) = \frac{(q_{\text{est}}(t) - 2)}{2 \cdot q_{\text{est}}(t)} \pm \frac{\sqrt{(4 + q_{\text{est}}^2(t))}}{2 \cdot q_{\text{est}}(t)} \quad (5.21)$$

Considera-se a partir de (5.21) apenas os valores positivos de razão cíclica, representando a função matemática  $F(t)$  definida por (5.22).

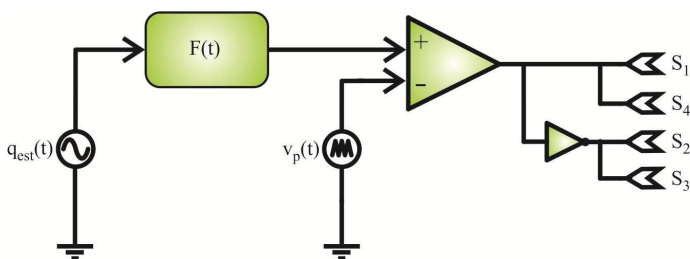
$$F(t) = \frac{(q_{\text{est}}(t) - 2)}{2 \cdot q_{\text{est}}(t)} + \frac{\sqrt{(4 + q_{\text{est}}^2(t))}}{2 \cdot q_{\text{est}}(t)} \quad (5.22)$$

Nas Figuras 5.4 e 5.5 estão representados os circuitos de comando sem utilizar  $F(t)$  e com a implementação da função de linearização, respectivamente.

Observa-se que quando a função de linearização é implementada, o sinal de referência para regular a tensão de saída é o ganho estático de referência. Pelo fato da razão cíclica não apresentar valores negativos deve-se adicionar um nível contínuo no sinal da portadora, diferentemente do que ocorre no circuito para simulação da Figura 5.4.



**Figura 5.4 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor sem utilizar a implementação da função de linearização.**

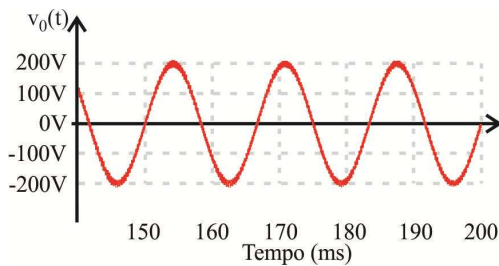


**Figura 5.5 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor utilizando a implementação da função de linearização.**

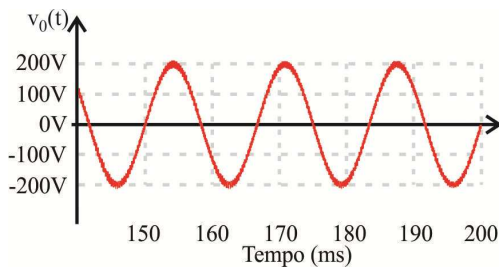
Em (5.23) são propostos parâmetros para a simulação do novo conversor, com a finalidade de comparar as duas formas de comando, avaliando assim, os resultados de simulação em malha aberta obtidos para diferentes ganhos estáticos.

Na Figura 5.6 representam-se a comparação dos modelos utilizados na simulação em malha aberta para um ganho estático de 0,5. Observa-se através dos resultados, que para um ganho estático de 0,5 não há diferença entre as tensões de saída sem e com a implementação da função de linearização.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_s = 20\text{kHz} \\ V_i = 400\text{V} \\ L_1 = L_2 = 0,5\text{mH} \\ C_1 = C_2 = 1\mu\text{F} \\ L_f = 2\text{mH} \\ C_f = 10\mu\text{F} \\ R_0 = 100\Omega \end{array} \right. \quad (5.23)$$



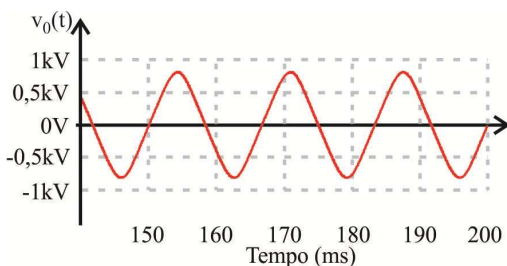
(a)



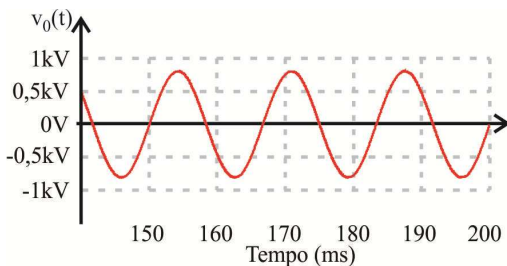
(b)

**Figura 5.6 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 0,5:**  
**(a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação**  
**com implementação da função de linearização.**

Os resultados obtidos para os ganhos estáticos de 2 e 4 estão apresentados nas Figuras 5.7 e 5.8, respectivamente. Verifica-se através dos resultados que há uma nítida distorção da tensão de saída quando a função de linearização não é utilizada. Isto se justifica, pois através de  $F(t)$ , todos os valores de ganho estático correspondem a uma razão cíclica, que por sua vez, impõe o ganho estático correspondente ao sinal de referência. O mesmo não ocorre quando  $F(t)$  não é utilizado, pois um pequeno incremento na razão cíclica imposta pela comparação entre o sinal de referência e a portadora acarreta um substancial aumento no ganho estático, levando em alguns casos a distorção da tensão de saída.

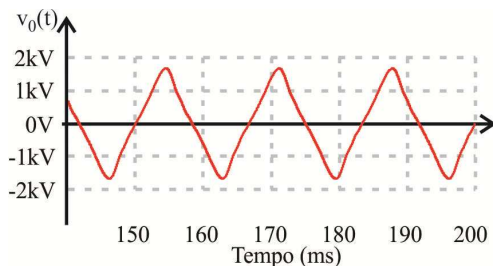


(a)

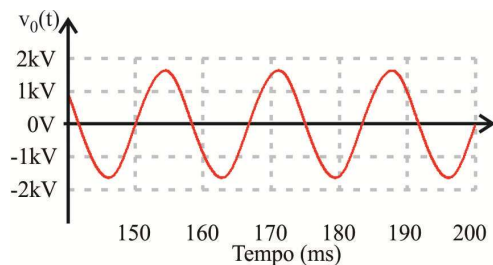


(b)

**Figura 5.7 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 2: (a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação com implementação da função de linearização.**



(a)



(b)

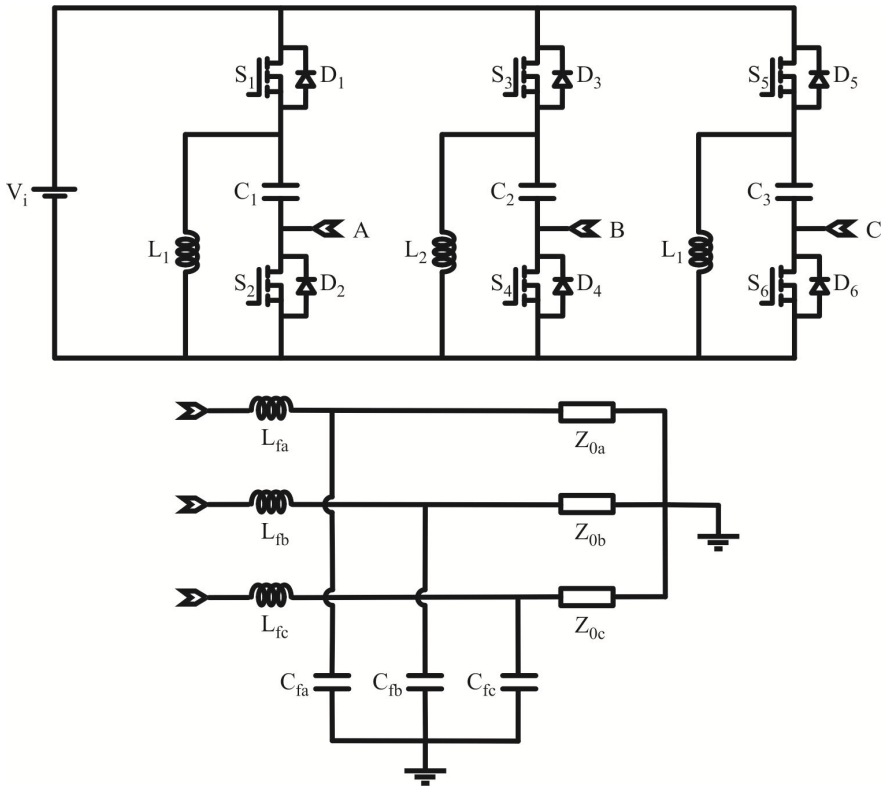
**Figura 5.8 – Resultados obtidos por simulação para ganho estático de 4: (a) simulação sem implementação da função de linearização; (b) simulação com implementação da função de linearização.**

Através dos resultados apresentados, conclui-se que a implementação da função de linearização apresenta excelentes resultados na operação em malha aberta, demonstrando que para diferentes valores de ganho, a tensão de saída pode ser representada sem as distorções observadas quando não há implementação da mesma.

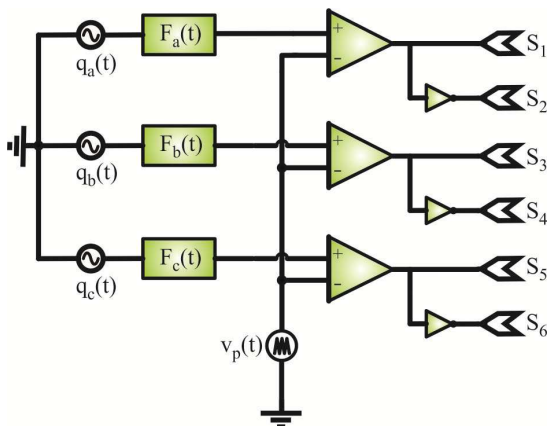


As Figuras 5.9 e 5.10 representam respectivamente, o estágio de potência e o circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor trifásico CC-CA elevador-abaixador de tensão.

O objetivo é estender a função de linearização para o conversor trifásico e comprovar sua operação em malha aberta sem apresentar as análises qualitativas e demais considerações realizadas para o monofásico.



**Figura 5.9 – Representação do estágio de potência do novo conversor CC-CA trifásico elevador-abaixador de tensão.**



**Figura 5.10 – Representação do circuito utilizado para o acionamento dos interruptores do novo conversor trifásico utilizando a implementação da função de linearização.**

As funções de linearização do conversor trifásico para os 3 braços inversores estão definidas em (5.24), (5.25) e (5.26).

$$F_a(t) = \frac{q_a(t)}{1 + q_a(t)} \quad (5.24)$$

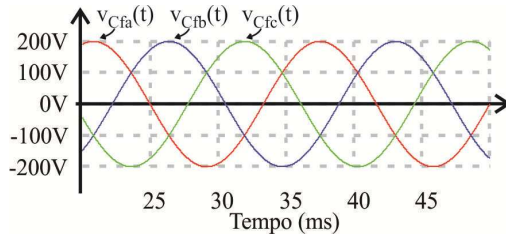
$$F_b(t) = \frac{q_b(t)}{1 + q_b(t)} \quad (5.25)$$

$$F_c(t) = \frac{q_c(t)}{1 + q_c(t)} \quad (5.26)$$

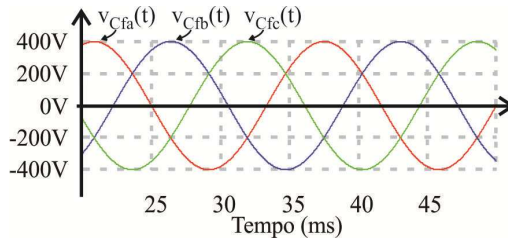
Em (5.27) estão indicados os parâmetros para realização das simulações do inversor trifásico.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_s = 20\text{kHz} \\ V_i = 400\text{V} \\ L_1 = L_2 = L_3 = 1\text{mH} \\ C_1 = C_2 = C_3 = 1\mu\text{F} \\ L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = 2\text{mH} \\ C_{fa} = C_{fb} = C_{fc} = 6\mu\text{F} \\ R_0 = 200\Omega \end{array} \right. \quad (5.27)$$

A Figura 5.11 apresenta as tensões de saída nos capacitores  $C_{fa}$ ,  $C_{fb}$  e  $C_{fc}$  utilizando as funções de linearização para os ganhos estáticos 0,5 e 1.



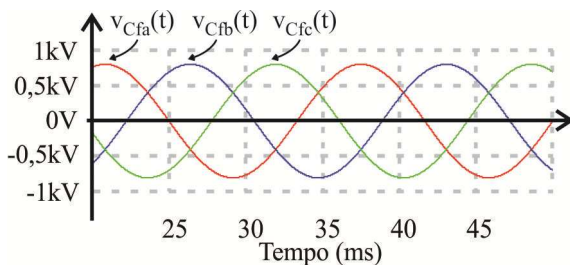
(a)



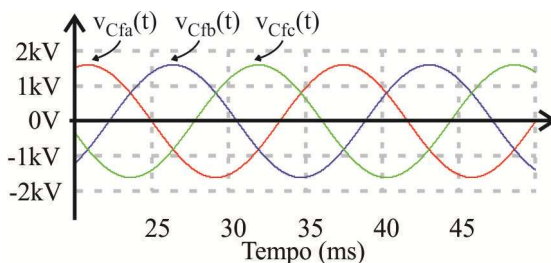
(b)

**Figura 5.11 – Resultados obtidos por simulação: (a) simulação para o ganho estático de 0,5 com implementação da função de linearização; (b) simulação para o ganho estático de 1 com implementação da função de linearização.**

A Figura 5.12 apresenta as tensões de saída do novo conversor CC-CA trifásico para os ganhos estáticos de 2 e 4.



(b)



(d)

**Figura 5.12 – Resultados obtidos por simulação: (a) simulação para o ganho estático de 2 com implementação da função de linearização; (b) simulação para o ganho estático de 4 com implementação da função de linearização.**

Nas simulações realizadas, as tensões de saída representam o ganho de referência imposto em todas as situações exploradas e sem distorção, demonstrando que a implementação da função de linearização aplicada ao novo conversor trifásico é validada independentemente do valor do ganho estático imposto na referência.

## 5.4. Considerações para o Controle do Novo Conversor

Nesta seção são discutidos pontos fundamentais e determinantes para definir uma estratégia de controle da tensão de saída adequada ao conversor proposto. Demonstra-se através do diagrama do lugar das raízes, a disposição dos pólos e zeros da função de transferência e a influência destes no dimensionamento do controle e estágio de potência. Avalia-se também, as condições críticas de controle para a excursão da razão cíclica e as variações de carga.

Para verificar os efeitos dos pólos e zeros da função de transferência apresentam-se em (5.28) algumas especificações para o conversor. Através destas obtém-se em (5.29) o ganho estático e a razão cíclica para o ponto de operação especificado.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_i = 311 \text{ V} \\ V_{0pk} = 450 \text{ V} \\ P_0 = 2500 \text{ W} \\ G_{PWM} = 0,1 \\ G_{sensor} = 0,001 \end{array} \right. \quad (5.28)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} q_{est} = 1,447 \\ D = 0,662 \end{array} \right. \quad (5.29)$$

A partir das especificações citadas em (5.28) e (5.29), representa-se em (5.30) os valores de indutâncias e capacitâncias do conversor.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_c = 9,263 \text{ mH} \\ C_c = 16,343 \mu\text{F} \\ L_f = 28 \text{ mH} \\ C_f = 6 \mu\text{F} \\ R_0 = 40,5 \Omega \end{array} \right. \quad (5.30)$$

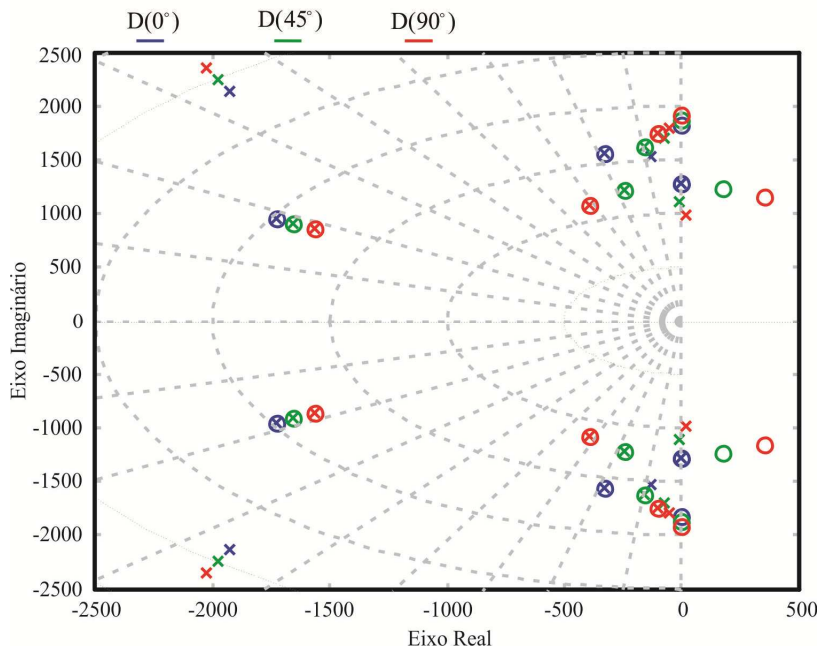
Utilizando o *software* Matlab verifica-se o comportamento do sistema através da simulação do mapa de pólos e zeros em malha fechada. A simulação inclui a função de transferência, os ganhos do

PWM e do sensor. Arbitra-se um ganho unitário referente a um controle proporcional, avaliando os efeitos dos pólos e zeros na medida em que ocorre a variação do ângulo da razão cíclica.

Na Figura 5.13 representa-se o mapa dos pólos e zeros em malha fechada para os seguintes ângulos:  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $90^\circ$ . Esta variação de ângulo permite obter valores mínimos e máximos de razão cíclica.

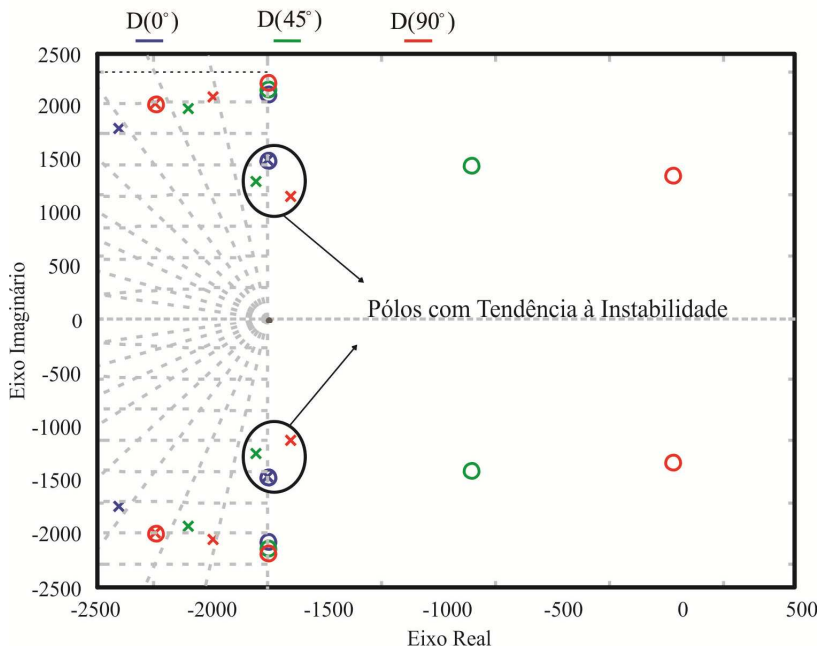
De acordo com a Figura 5.13, os pólos e zeros em azul representam o ângulo  $0^\circ$ , enquanto que para  $45^\circ$  e  $90^\circ$ , as cores indicadas estão em verde e vermelho, respectivamente. A simulação permite analisar através dos pólos em malha fechada, que o ângulo crítico para o controle é em  $90^\circ$ , ou seja, no valor máximo de razão cíclica. À medida que o ângulo varia os pólos e zeros do sistema são deslocados para a direita.

Os zeros no semiplano direito observados na Figura 5.13 caracterizam o sistema como de fase não mínima. Estes sistemas são susceptíveis a instabilidade quando operando em malha fechada, característica também encontrada nos conversores CC-CC Boost. O comportamento da fase não mínima em um circuito de primeira ordem com um pólo no semiplano esquerdo e um zero no semiplano direito é verificado através da resposta do sinal de saída no instante que a perturbação é aplicada. Neste instante, a resposta ao degrau positivo do sinal de referência implica em um valor negativo, com a resposta convergindo após o transitório. Portanto, para o projeto do novo conversor é prudente avaliar através do lugar geométrico das raízes a disposição dos caminhos de instabilidade, verificando os casos críticos e elaborando uma estratégia eficaz para o controle do sinal desejado.



**Figura 5.13 – Mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação do ângulo da razão cíclica.**

A Figura 5.14 apresenta um detalhe dos pólos e zeros considerando as variações do ângulo citadas anteriormente. Observa-se que na medida em que a razão cíclica se aproxima do seu valor máximo, o pólo em malha fechada se desloca para a direita do plano implicando na instabilidade do sistema. Os pontos destacados na Figura 5.14 caracterizam esta instabilidade, pois o pólo em malha fechada se desloca para o semiplano direito. Assim, fica evidente que uma situação crítica para a controlabilidade do conversor é para o ângulo de  $90^\circ$ .



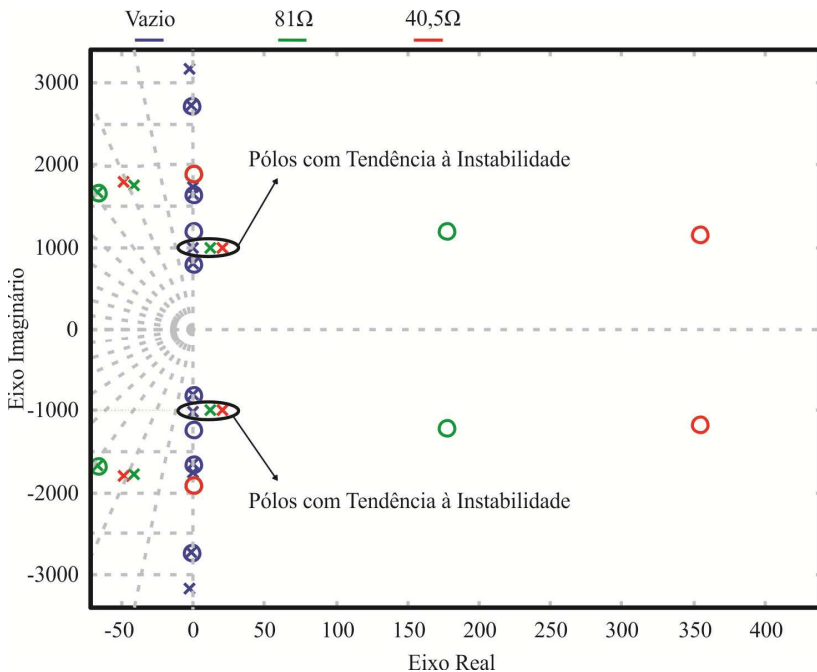
**Figura 5.14 – Detalhe do mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação do ângulo da razão cíclica.**

Outra consideração importante é a influência dos pólos no eixo imaginário que provocam oscilações consideráveis no sistema, uma vez que o amortecimento nestas regiões é baixo. Isto é justificado, pois a modelagem do conversor não considera as não idealidades da estrutura.

Deve-se observar também, o efeito que a variação da carga tem sobre a alocação e caminho dos pólos e zeros da função de transferência. Desta maneira, apresenta-se na Figura 5.15 o mapa dos pólos e zeros do sistema para três variações de carga, a vazio, 50% e 100%.

Observa-se que para carga nominal, a alocação dos pólos e zeros impõe um lugar geométrico mais restrito, principalmente no semiplano direito. Dependendo dos parâmetros pode-se encontrar um lugar das raízes confinado no semiplano direito. Por outro lado, a operação a vazio implica em uma baixa impedância de saída representando também um caso crítico para o controle, pois o sistema não tem amortecimento e pode produzir instabilidade.





**Figura 5.15– Detalhe do mapa dos pólos e zeros em malha fechada relativo a variação de carga.**

Através das observações obtidas, dois pontos fundamentais devem ser levados em consideração para o projeto do conversor, o ângulo da razão cíclica e a variação da resistência de carga.

## 5.5. Conclusões

Este Capítulo apresentou as considerações relevantes para o dimensionamento dos componentes do conversor proposto para a operação CA.

Ressalta-se a importância da função de linearização apresentada, cuja finalidade é permitir a representação da tensão de saída sem distorção para diferentes valores de ganho estático, pois a relação entre o ganho de referência e o ganho estático de saída é linear.

Os pontos críticos para o controle da tensão de saída foram abordados e aprofundados através de simulações utilizando o Matlab.

Comprovou-se que para o dimensionamento do estágio de controle é necessário considerar a máxima razão cíclica e as variações de carga.

A partir das considerações realizadas para a operação CA propõe-se o dimensionamento do novo conversor CC-CA, com a finalidade de demonstrar e comprovar através dos resultados experimentais o funcionamento da estrutura.

## 6. Projeto do Novo Conversor CC-CA Elevador-Abaixador de Tensão

### 6.1. Introdução

Na Tabela 6.1 estão apresentadas as especificações para o dimensionamento do estágio de potência e controle do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão. A partir destes dados e utilizando as análises matemáticas anteriormente apresentadas dimensiona-se o conversor.

**Tabela 6.1 – Especificações para o projeto do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.**

Parâmetro	Funções	Especificação
Tensão de Entrada	$V_i$	96V
Tensão de Saída	$V_{0pk}$	155V
Potência de Saída	$P_0$	1kW
Frequência de comutação	$f_s$	20kHz
da tensão de saída	$f_r$	60Hz
Ondulação de Corrente em $L_C$	$\Delta i_{Lc}$	13A
Ondulação da Tensão em $C_C$	$\Delta v_{Cc}$	465V
Ondulação da Corrente de Saída	$\Delta i_{Lf}$	3,2A
Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta v_{Cf}$	3,9V

#### 6.1.1. Ganho Estático

Através das especificações do valor de pico da tensão alternada de saída e da tensão de entrada apresentadas na Tabela 6.1, obtém-se, em (6.1), o ganho estático máximo do conversor.

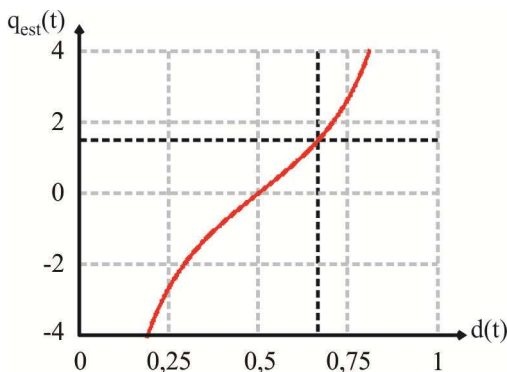
$$q_{est} = \frac{V_{0pk}}{V_i} = 1,6145 \quad (6.1)$$

A equação (6.2) representa a variação do ganho estático em função da razão cíclica. Com o valor do ganho estático determinado em (6.1) e considerando (6.2), encontra-se em (6.3) o valor da máxima razão cíclica de projeto.

$$q_{\text{est}} = \frac{(2 \cdot D - 1)}{D \cdot (1 - D)} \quad (6.2)$$

$$D_{\text{max}} = 0,6766 \quad (6.3)$$

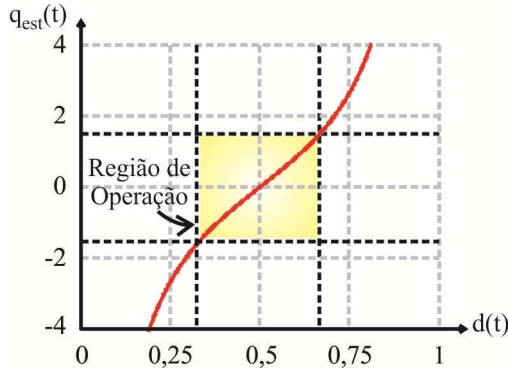
A Figura 6.1 representa a curva do ganho estático do conversor, destacando o ponto de operação para obter os máximos valores do ganho estático e da razão cíclica.



**Figura 6.1 – Ganho Estático em função da razão cíclica para o dimensionamento do novo conversor proposto.**

No funcionamento como conversor CC-CA, o ganho estático excursiona entre os valores 1,6145 a -1,6145, enquanto, a razão cíclica varia entre 0,677 e 0,323. Com isso, para um ganho estático de 1,614 a razão cíclica equivale a 0,6776 e o ganho estático de -1,614 é obtido para a razão cíclica de 0,323. A Figura 6.2 representa a região de operação de operação conforme os valores de projeto.

No Apêndice B encontra-se a planilha de cálculo para determinar o ganho estático, máxima razão cíclica, indutâncias e capacitâncias do novo conversor.



**Figura 6.2 – Faixa de operação para o dimensionamento do novo conversor.**

### 6.1.2. Filtro de Saída e Carga

O cálculo do indutor de saída  $L_f$  é determinado por (6.4). Observa-se que a indutância  $L_f$  independe da razão cíclica sendo especificada apenas pela tensão de entrada, ondulação e de comutação.

$$L_f = \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{L_f}} \quad (6.4)$$

Substituindo os requisitos de projeto propostos na Tabela 6.1, na equação (6.4) chega-se ao valor da indutância  $L_f$  definido em (6.5).

$$L_f = 1,488\text{mH} \quad (6.5)$$

A implementação física do indutor de saída  $L_f$  leva em consideração a indutância calculada, corrente eficaz e de pico obtidas por simulação. Os detalhes do dimensionamento deste componente estão apresentados no Apêndice C. Resumidamente, o núcleo utilizado é o E-76/50/76 da Thornton, com 45 espiras, a seção escolhida do fio é o AWG 23, utilizando 23 condutores em paralelo e o entreferro de aproximadamente 3,3mm.

Apresenta-se na expressão (6.6) o cálculo para determinar a capacitância de saída  $C_f$ .

$$C_f = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{f_s^2 \cdot L_f \cdot \Delta V_{Cf}} \quad (6.6)$$

Substituindo os dados especificados na Tabela 6.1 e o valor da indutância obtido em (6.5) na equação (6.6), encontra-se em (6.7) o valor da capacitância  $C_f$ . Os detalhes do dimensionamento do capacitor  $C_f$  encontram-se no Apêndice D.

$$C_f = 5,2\mu F \quad (6.7)$$

Atendendo os critérios de corrente e tensão utilizam-se 7 capacitores da Epcos em paralelo, sendo 5 de 1000nF, modelo B32653 400V<sub>dc</sub>-200V<sub>ac</sub> e 2 de 100nF, modelo B32653 400V<sub>dc</sub>-200V<sub>ac</sub>.

Apresenta-se em (6.8) o cálculo da tensão eficaz cujo valor está indicado em (6.9).

$$V_{0efz} = \frac{V_{0pk}}{\sqrt{2}} \quad (6.8)$$

$$V_{0efz} = 110V \quad (6.9)$$

A resistência de carga é obtida através da expressão (6.10). Substituindo o valor da tensão eficaz de saída dado por (6.9) e a potência especificada na Tabela 6.1, tem-se em (6.11) o valor de  $R_0$ .

$$R_0 = \frac{V_{0efz}^2}{P_0} \quad (6.10)$$

$$R_0 = 12\Omega \quad (6.11)$$

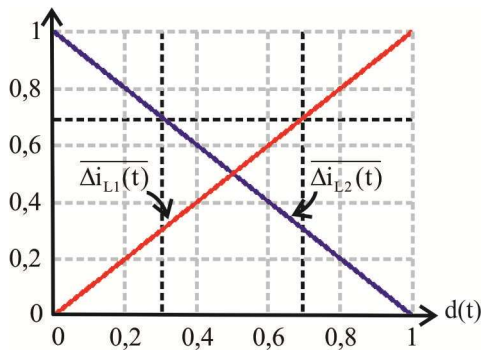
A corrente eficaz é determinada pela equação (6.12) cujo valor é dado por (6.13).

$$I_{0efz} = \frac{V_{0efz}}{R_0} \quad (6.12)$$

$$I_{0\text{efz}} = 9,12\text{A} \quad (6.13)$$

### 6.1.3. Indutâncias e Capacitâncias das Células de Comutação

Na Figura 6.3 estão representadas as ondulações das correntes normalizadas em função da razão cíclica para os indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$ . Os pontos de operação destacados na Figura 6.3 indicam a máxima ondulação normalizada, sendo este o parâmetro fundamental para especificar a indutância de comutação  $L_C$ , que neste caso é o mesmo valor de  $L_1$  e  $L_2$ .



**Figura 6.3 – Ondulações das correntes normalizadas nos indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$  para o dimensionamento do novo conversor.**

A ondulação de corrente normalizada para o indutor  $L_C$  está definida em (6.14) e representa o valor para a máxima razão cíclica de operação. No ponto de operação especificado, o valor máximo da ondulação da corrente ocorre na indutância  $L_1$ , enquanto na indutância  $L_2$ , o valor da ondulação de corrente é mínimo.

$$\overline{\Delta i_{L_C \max}} = 0,677 \quad (6.14)$$

O valor da ondulação de corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  está indicado em (6.15), conforme as especificações apresentadas na Tabela 6.1.

$$\Delta i_{L_C} = 13\text{A} \quad (6.15)$$

As equações (6.16) e (6.17) determinam o cálculo para as indutâncias das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$ . Estas expressões implicam em um mesmo valor de indutância dado por (6.18), onde  $D_{\max}$  é 0,6766 e  $D_{\min}$  0,3234.

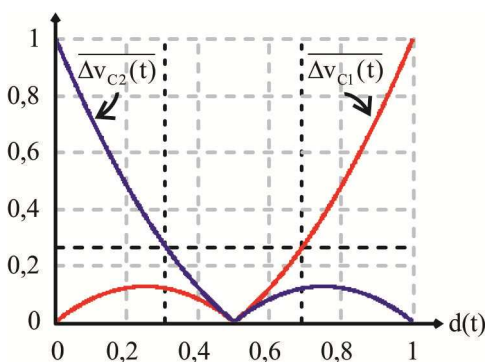
$$L_1 = \frac{V_i \cdot D_{\max}}{f_s \cdot \Delta i_{L_c}} \quad (6.16)$$

$$L_2 = \frac{V_i \cdot (1 - D_{\min})}{f_s \cdot \Delta i_{L_c}} \quad (6.17)$$

$$L_c = L_1 = L_2 = 0,251\text{mH} \quad (6.18)$$

As especificações dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são apresentadas no Apêndice E. Resumidamente, o núcleo escolhido é o E-65/33/26 da Thornton, contendo 30 espiras, a seção do fio escolhida é o AWG 21, com 11 condutores em paralelo e o entreferro de 2,3mm.

Na Figura 6.4 estão representadas as ondulações das tensões normalizadas para as capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$ .



**Figura 6.4 – Ondulações das tensões normalizadas nos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$  para o dimensionamento do novo conversor.**

Como demonstrado anteriormente,  $C_1$  e  $C_2$  são dependentes da razão cíclica de operação. Desta forma, quando o valor da ondulação de



tensão na capacitância  $C_1$  for máximo, o valor da ondulação de tensão em  $C_2$  é mínimo.

No entanto, os cálculos de  $C_1$  e  $C_2$  são determinados para a máxima ondulação normalizada, como indicado nas equações (6.19) e (6.20), respectivamente.

$$C_1 = \frac{I_{0pk} (2 \cdot D_{max} - 1) \cdot (D_{max})}{M \cdot f_s \cdot \Delta v_{Cc}} \quad (6.19)$$

$$C_2 = \frac{I_{0pk} (2 \cdot D_{max} - 1) \cdot (1 - D_{max})}{M \cdot f_s \cdot \Delta v_{Cc}} \quad (6.20)$$

Substituindo os parâmetros definidos na Tabela 6.1 e os valores determinados no decorrer deste projeto obtém-se em (6.21) o valor da capacitância da célula  $C_C$ .

$$C_C = C_1 = C_2 = 0,938\mu F \quad (6.21)$$

Com o valor da capacitância definida e com os limites de tensão e corrente que este componente deve suportar especificam-se 12 capacitores de 680nF, modelo Epcos B32656S. Os detalhes estão apresentados no Apêndice F.

#### 6.1.4. Implementação da Função de Linearização

A função de linearização definida por  $F(t)$  é implementada em um microcontrolador PIC, modelo 18F2331 da Microchip. Neste dispositivo é executado o código fonte que está apresentado no Apêndice G. O ganho de  $F(t)$  é relativo ao ponto de operação onde a relação do ganho estático é máxima e obtido a partir da derivada primeira da razão cíclica em função do ganho estático.

### 6.1.5. Laço Aberto do Sistema

Para a análise da função de transferência de laço aberto e posteriormente, o dimensionamento dos componentes do estágio de controle apresenta-se no Apêndice H, a modelagem e a determinação dos coeficientes da função de transferência do conversor considerando as resistências nos indutores e capacitores. Os valores medidos para os resistores dos indutores das células de comutação, capacitâncias e indutor  $L_f$  são  $0,065\Omega$ ,  $0,035\Omega$  e  $0,06\Omega$ , respectivamente.

Devido a complexidade e extensão desta análise apresenta-se em (6.22), a função de transferência do conversor, sendo que  $k_{LA}$  inclui além do ganho da função de transferência do conversor, o ganho do sensor, do PWM e da função de linearização definidas em (6.23), (6.24) e (6.25), respectivamente.

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = k_{LA} \cdot \frac{\bar{b}_4 \cdot s^4 + \bar{b}_3 \cdot s^3 + \bar{b}_2 \cdot s^2 + \bar{b}_1 \cdot s + \bar{b}_0}{a_6 \cdot s^6 + a_5 \cdot s^5 + a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (6.22)$$

$$G_{\text{sensor}} = \frac{1}{V_i} \quad (6.23)$$

$$G_{\text{PWM}} = 1 \quad (6.24)$$

$$G_F = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{q_{\text{est}}^2 + 4}} - \frac{\sqrt{q_{\text{est}}^2 + 4}}{2 \cdot q_{\text{est}}^2} + \frac{1}{q_{\text{est}}^2} \quad (6.25)$$

Com os elementos do estágio de potência determinados incluído valores de indutâncias, capacitâncias, resistências de carga e parasitas são apresentados os diagramas de módulo, fase e lugar das raízes do laço aberto para a carga a vazio e nominal.

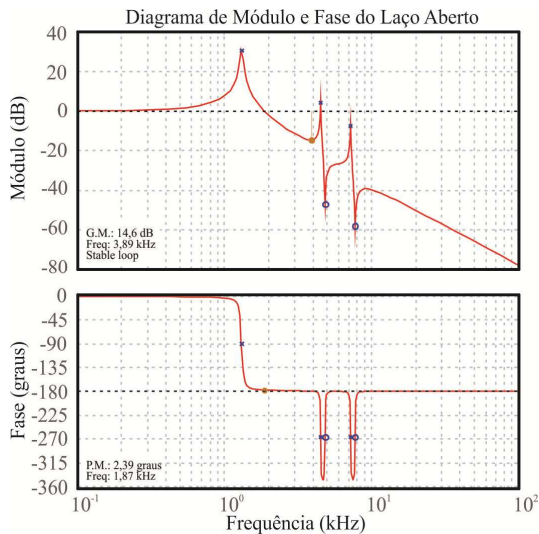
Os coeficientes normalizados para o numerador e denominador, relativos à operação a vazio, estão definidos em (6.26) e (6.27), enquanto o ganho de laço aberto é dado por (6.28).

$$\begin{cases} \bar{b}_0 = 2,2038 \times 10^{18} \\ \bar{b}_1 = 9,3815 \times 10^{11} \\ \bar{b}_2 = 3,3061 \times 10^9 \\ \bar{b}_3 = 653,2183 \\ \bar{b}_4 = 1 \end{cases} \quad (6.26)$$

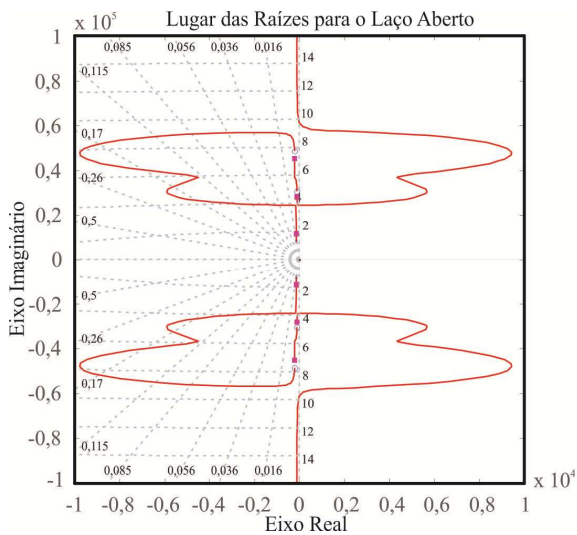
$$\begin{cases} \bar{a}_0 = 1,1082 \times 10^{26} \\ \bar{a}_1 = 4,7242 \times 10^{20} \\ \bar{a}_2 = 1,8334 \times 10^{18} \\ \bar{a}_3 = 1,5728 \times 10^{12} \\ \bar{a}_4 = 2,9122 \times 10^9 \\ \bar{a}_5 = 897,1987 \\ \bar{a}_6 = 1 \end{cases} \quad (6.27)$$

$$k_{LA} = 4,8270 \times 10^9 \quad (6.28)$$

Com o auxílio do *software* Matlab representam-se nas Figuras 6.5 e 6.6, os diagramas de módulo, fase e o lugar das raízes considerando carga a vazio. As resistências nas indutâncias e capacitâncias do conversor contribuem para a atenuação das ressonâncias apresentadas nos gráficos, pois com isso não há pólos alocados no eixo imaginário.



**Figura 6.5 – Diagrama de módulo e fase da função de transferência em laço aberto para operação a vazio.**



**Figura 6.6 – Lugar das raízes para a função de transferência em laço aberto com carga a vazio.**

Observa-se que a análise em malha aberta apresenta um sistema estável permitindo a operação do conversor nestas condições.

A mesma análise é estendida para o conversor com carga nominal. Os coeficientes normalizados do numerador, denominador e ganho de laço aberto estão indicados em (6.29), (6.30) e (6.31), respectivamente.

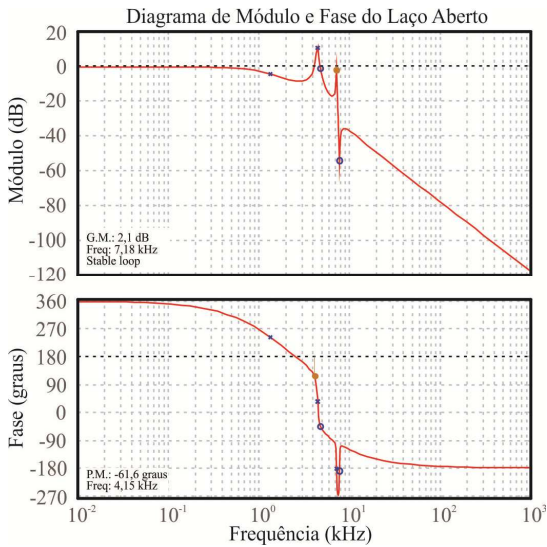
$$\begin{cases} \bar{b}_0 = 2,1619 \times 10^{18} \\ \bar{b}_1 = -1,1581 \times 10^{14} \\ \bar{b}_2 = 3,2709 \times 10^9 \\ \bar{b}_3 = -4,8396 \times 10^4 \\ \bar{b}_4 = 1 \end{cases} \quad (6.29)$$

$$\begin{cases} \bar{a}_0 = 1,1567 \times 10^{26} \\ \bar{a}_1 = 2,4864 \times 10^{22} \\ \bar{a}_2 = 1,8552 \times 10^{18} \\ \bar{a}_3 = 4,6064 \times 10^{13} \\ \bar{a}_4 = 2,9259 \times 10^9 \\ \bar{a}_5 = 1,6884 \times 10^4 \\ \bar{a}_6 = 1 \end{cases} \quad (6.30)$$

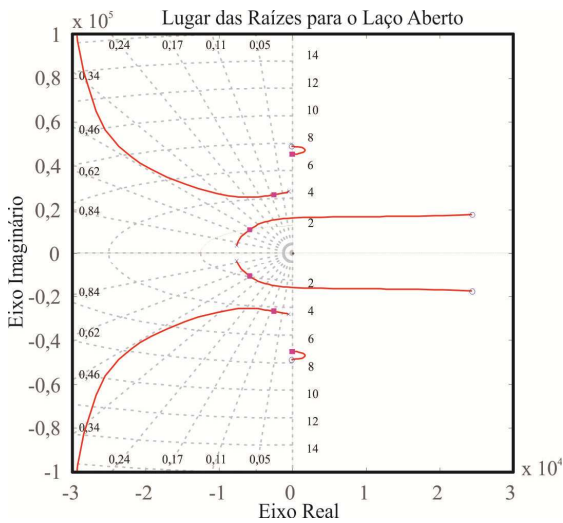
$$k_{LA} = 4,8858 \times 10^9 \quad (6.31)$$

Na sequência, utilizando o Matlab obtêm-se nas Figuras 6.7 e 6.8, os diagramas de módulo, fase e o lugar das raízes.

Comprova-se novamente que o sistema é estável para a condição de carga nominal. O controle de tensão deve atender o funcionamento do conversor a vazio e a plena carga. O uso do Matlab é fundamental para analisarmos a alocação deste segundo pólo e o ganho necessário para regular a tensão de saída para toda a faixa de variação de carga.



**Figura 6.7 – Diagrama de módulo e fase da função de transferência em laço aberto com carga nominal.**



**Figura 6.8 – Lugar das raízes para a função de transferência em laço aberto com carga nominal.**

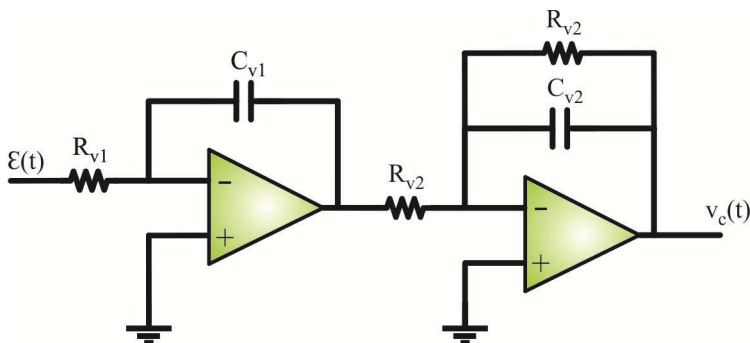
Verificam-se nos diagramas de módulo e fase, as ressonâncias provocadas pelas indutâncias e capacitâncias do conversor. Por este motivo se justifica as ondulações de corrente e tensão para  $C_c$  e  $L_c$ . Uma ondulação pequena implica em deslocar as ressonâncias para a esquerda dos diagramas. Dependendo do controlador utilizado, este fato pode acarretar em uma baixa frequência de cruzamento por 0dB, atenuando o módulo da tensão de saída na frequência de 60Hz.

### 6.1.6. Determinação dos Componentes do Controlador

Observados os efeitos das variações paramétricas e a alocação dos pólos e zeros, estabelece-se uma estrutura de controle da tensão de saída do conversor CC-CA Elevador/Abaixador.

O projeto de um controlador através do domínio da frequência, embora eficaz para diversas estruturas na eletrônica de potência, não é viável, pois como observado nos diagramas de módulo há múltiplos cruzamentos por 0dB. A análise do controlador e o dimensionamento são realizados através do lugar geométrico das raízes considerando todas as situações críticas.

Diversas topologias de controle podem ser utilizadas, mas a que se mostrou mais eficiente e de fácil implementação é a do circuito proposto na Figura 6.9. Este controle adiciona ao sistema um ganho e dois pólos, sendo um deles alocado na origem e outro a esquerda do primeiro.



**Figura 6.9 – Circuito do controlador proposto.**

A equação (6.32) representa a função de transferência do controlador.

$$C_v(s) = \frac{1}{s \cdot C_{fz} \cdot \left[ s \cdot C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{fz} + (R_{ip} + R_{fz}) \right]} \quad (6.32)$$

$$C_v(s) = k_v \frac{1}{s \cdot (s + \omega_{p2})} \quad (6.33)$$

O ganho do controlador e a frequência angular do segundo pólo são determinados por (6.34) e (6.35).

$$k_v = \frac{1}{C_{v1} \cdot R_{v1}} \quad (6.34)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{v2} \cdot R_{v3}} \quad (6.35)$$

As  $s$  dos dois pólos são determinadas por (6.36) e (6.37), respectivamente.

$$f_{p1} = 0\text{Hz} \quad (6.36)$$

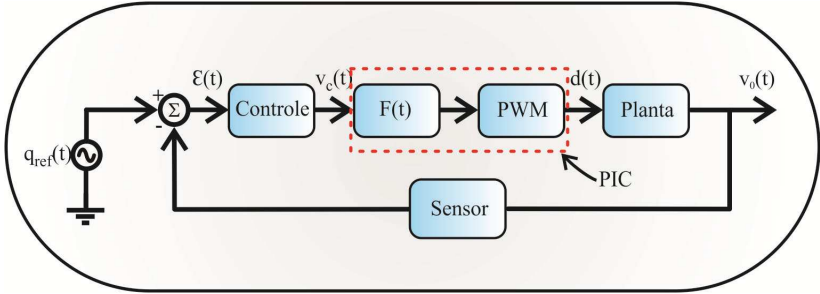
$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot (C_{v2} \cdot R_{v3})} \quad (6.37)$$

Definido o ganho do controlador, a posição do segundo pólo e considerando as equações (6.34) e (6.35), encontram-se em (6.38) as capacitâncias  $C_{v1}$  e  $C_{v2}$ , arbitrando  $R_{v1}=R_{v2}=R_{v3}=10\text{k}\Omega$ .

$$\begin{cases} C_{v1} = 100\text{nF} \\ C_{v2} = 56\text{nF} \end{cases} \quad (6.38)$$

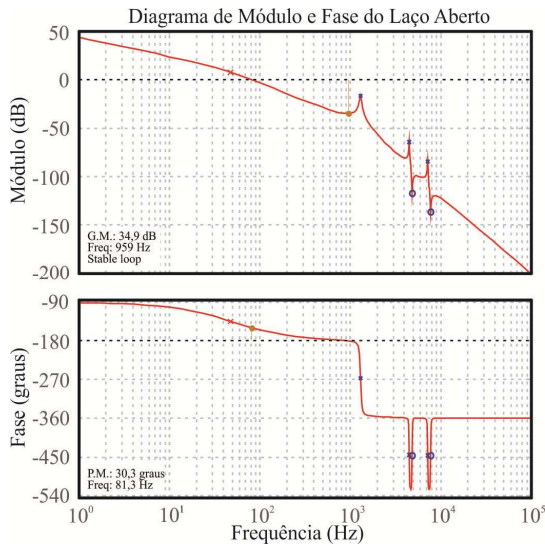
Na Figura 6.10 está representado o diagrama de blocos em malha fechada. Observa-se que a função de linearização e o modulador são implementados em um microcontrolador PIC 18F2331.



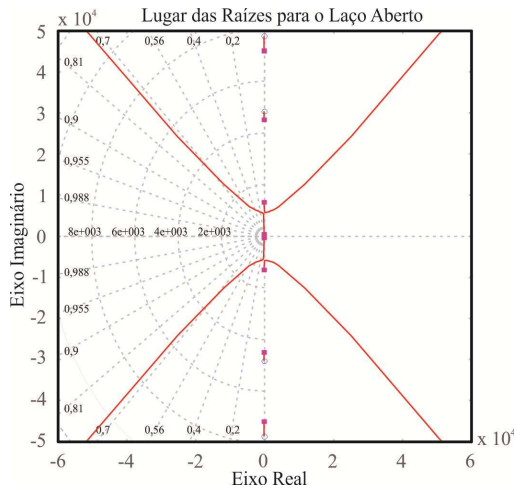


**Figura 6.10 – Diagrama de blocos utilizado na implementação do conversor proposto.**

Para comprovar a estabilidade do sistema para operação a vazio apresentam-se nas Figuras 6.11 e 6.12, os diagramas de módulo e fase e o lugar das raízes incluindo a função de transferência do controlador, respectivamente. Para a operação a vazio, a margem de fase encontrada é de  $30,3^\circ$  com uma de cruzamento de 959Hz.

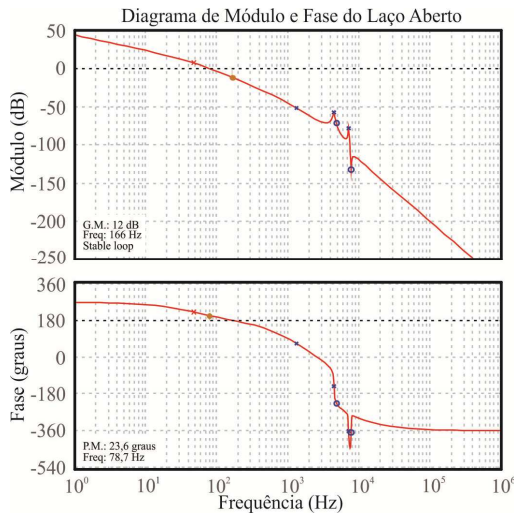


**Figura 6.11 – Diagrama de módulo e fase para o sistema compensado com carga a vazio.**

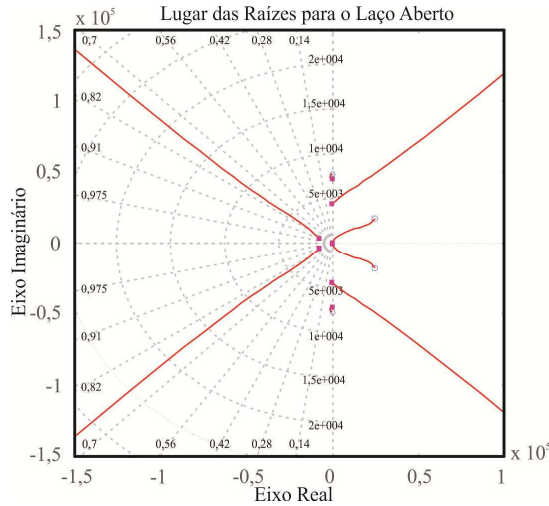


**Figura 6.12 – Lugar das raízes para o sistema compensado com carga a vazio.**

Os diagramas de módulo e fase e o lugar geométrico das raízes para o conversor operando com carga nominal são apresentados nas Figuras 6.13 e 6.14, respectivamente.



**Figura 6.13 – Diagrama de módulo e fase para o sistema compensado com carga nominal.**



**Figura 6.14 – Lugar das raízes para o sistema compensado com carga nominal.**

Para o funcionamento com carga nominal, a margem de fase obtida e a de cruzamento por 0dB são 23,6° e 166Hz, respectivamente.

Verifica-se através dos gráficos anteriormente apresentados que o controlador atende as condições críticas para garantir a estabilidade do conversor, contribuindo com uma margem de fase e de cruzamento satisfatória. Desta maneira, a reprodução da tensão de saída senoidal é garantida para todas as situações exploradas.

### 6.1.7. Circuitos Auxiliares e Esquemáticos

Na implementação física existem circuitos auxiliares que são fundamentais para o correto funcionamento do conversor, tais como: fonte auxiliar, monitoração da tensão de saída, tensão de referência, estágio de potência e de controle e comando.

A fonte auxiliar é projetada para alimentar os circuitos integrados, microcontrolador, *drives*, sensor e ventiladores. A planilha de cálculo relativa ao dimensionamento deste circuito pode ser consultada no Apêndice I.

O circuito de monitoração da tensão de saída é realizado através de um sensor de efeito *Hall* LV25-P, fabricado pela LEM.

Para o estágio de potência é utilizado o módulo SKS 50 B6U+B2CI 10 V6, os interruptores SK45GB063 e dois drives SKHI 20

OP, todos fabricados pela Semikron. Os esquemáticos e a lista de componentes estão descritos no Apêndice J.

Os esquemáticos e as respectivas listas de componentes dos circuitos de potência, controle, comando, referência de tensão e fonte auxiliar encontram-se no Apêndice J.

## **6.2. Conclusões**

Este Capítulo apresentou as especificações de projeto para a construção de um protótipo com a finalidade de comprovar em laboratório as análises realizadas. A partir dos parâmetros de projeto determinaram-se os valores das indutâncias e capacitâncias do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.

O dimensionamento e implementação física destes componentes, bem como a implementação da função de linearização foram sucintamente apresentados no Capítulo e os detalhes dos procedimentos adotados podem ser consultados nos Apêndices.

Definidos os valores dos componentes dos estágios de potência utilizou-se o *software* Matlab para o projeto do controlador, avaliando os casos críticos para a regulação da tensão de saída do conversor.

## **7. Resultados de Simulação e Experimentais**

### **7.1. Introdução**

Neste Capítulo são apresentados os principais resultados de simulação e experimentais tendo como referência os dados obtidos a partir das especificações indicadas anteriormente.

Na seção 7.2 são apresentados os resultados de simulação considerando as variações de carga resistiva, RL e não-linear. Avalia-se o comportamento do conversor para tais situações, verificando se o controle da estrutura é eficiente e se o conversor atende os requisitos de projeto.

Os resultados experimentais encontram-se na seção 7.3 e têm por objetivo comprovar os estudos realizados verificando e comparando-os com os de simulação.

### **7.2. Resultados de Simulação**

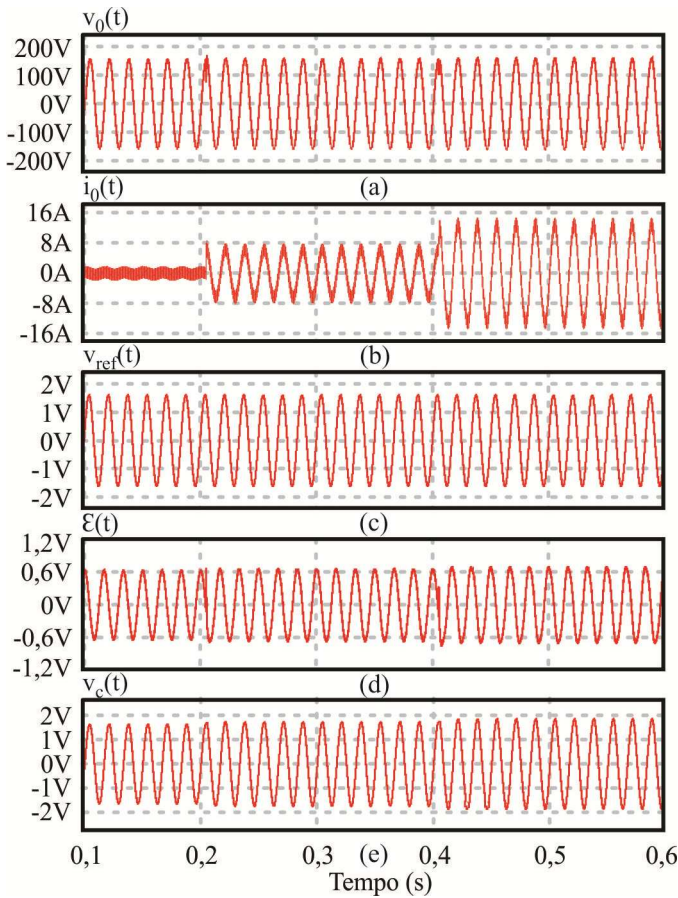
A Figura 7.1 apresenta os resultados de simulação da tensão e corrente de saída, sinais de referência, erro e controle, para três variações de carga, vazio, 50% e 100%.

Inicialmente o conversor opera a vazio. No instante 0,2ms aplica-se um degrau de carga de 50% ( $24\Omega$ ) do valor da carga nominal. Em 0,4ms ocorre o degrau de carga de 50% para 100% (carga nominal).

Observa-se que independentemente da carga resistiva, o controle de tensão é efetivo e mantém a tensão de saída regulada e de acordo com os requisitos de projeto.

Analisando a operação com carga nominal, os valores medidos da tensão eficaz de saída e máxima ondulação são 111,20V e 3,90V, respectivamente. Enquanto, a corrente eficaz de saída é 9,26A com uma ondulação máxima de 3,25A. Ressalta-se que a componente de alta frequência é desprezada no dimensionamento dos componentes gerando um pequeno erro entre os valores eficazes medidos e/ou projetados, pois estas componentes contribuem na composição do sinal resultante. A análise envolvida é complexa e para a finalidade do trabalho considera-se que a aproximação obtida é satisfatória. Destaca-se que os valores de tensão, corrente e ondulações referidas neste Capítulo são considerados

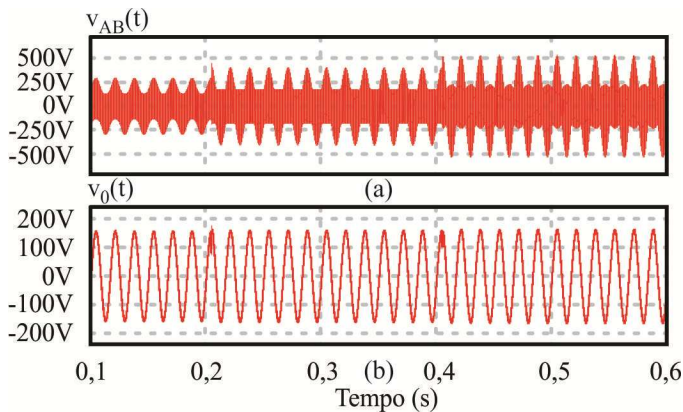
com 2 casas decimais, desta maneira estabelece-se a comparação entre os valores estimados, simulados e experimentais.



**Figura 7.1 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de referência de tensão; (d) sinal de erro; (e) sinal de controle.**

Verifica-se que a ação de controle atua na correção do erro provocado pelas variações de carga, demonstrando que mesmo com uma dinâmica lenta, o sistema manteve-se estável e de acordo com os parâmetros de projeto.

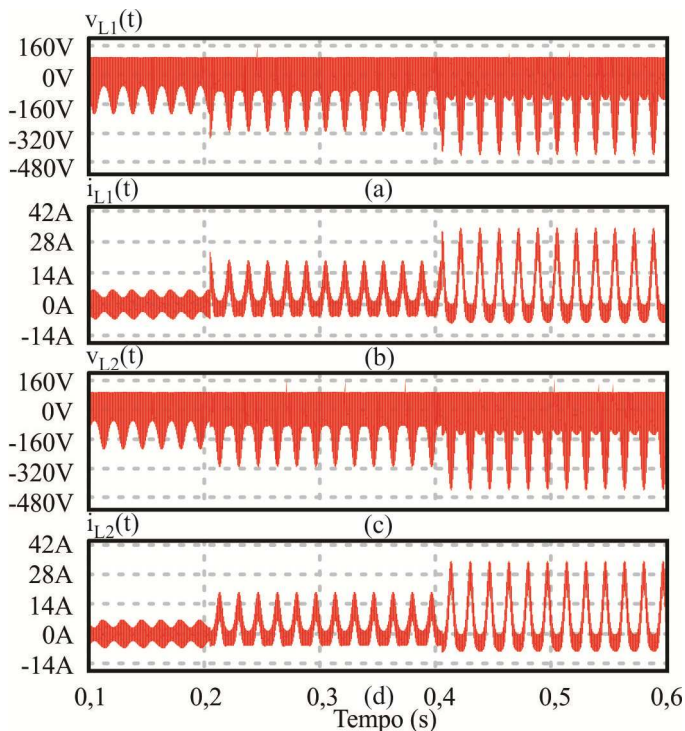
A tensão entre os terminais A B e a tensão de saída estão indicadas na Figura 7.2. A ondulação de tensão observada em  $v_{AB}(t)$  é uma composição das ondulações dos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$ . Porém, as componentes de alta frequência observadas na tensão  $v_{AB}(t)$  são atenuadas pelo filtro de saída ( $L_f C_f$ ) não interferindo na representação da componente fundamental de interesse (60Hz).



**Figura 7.2 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão entre os terminais A e B; (b) tensão de saída.**

As tensões e correntes nos indutores das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$  estão indicadas na Figura 7.3 e são relativas às variações de carga anteriormente citadas.

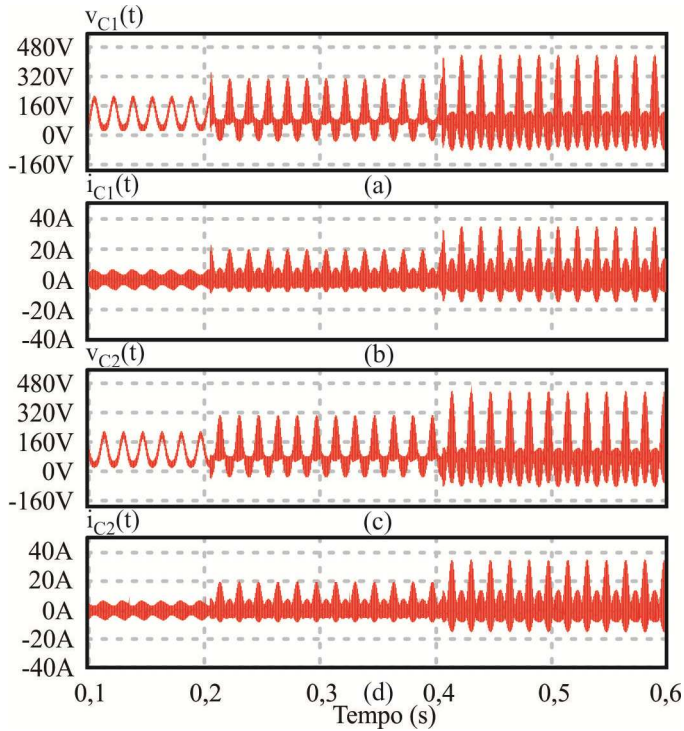
Observa-se que enquanto a corrente no indutor  $L_1$  excursiona o semiciclo negativo, em  $L_2$  excursiona o positivo. A corrente eficaz e a ondulação máxima medidos em simulação são 13,30A e 13,20A, respectivamente.



**Figura 7.3 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão do indutor  $L_1$ ; (b) corrente no indutor  $L_1$ ; (c) tensão no indutor  $L_2$ ; (d) corrente no indutor  $L_2$ .**

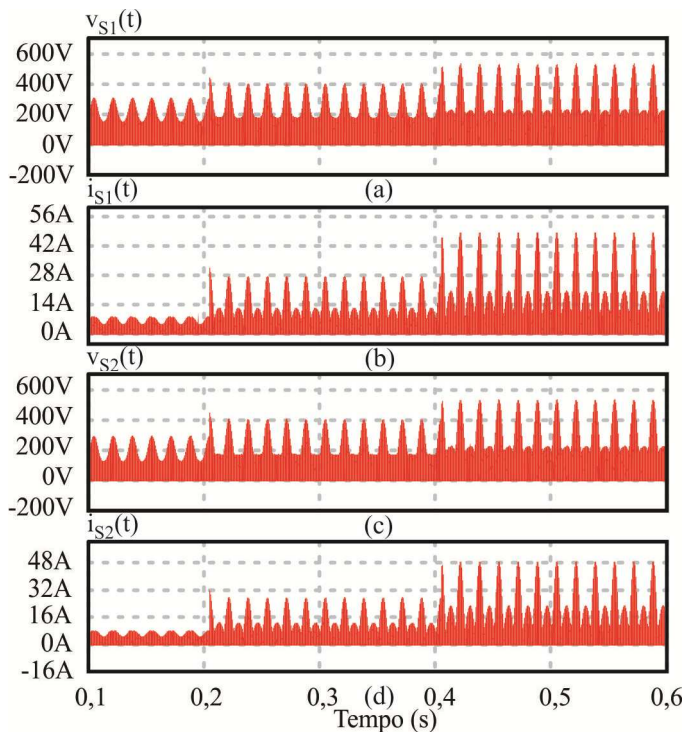
Na Figura 7.4 estão representadas as formas de onda das tensões e corrente nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Os valores da tensão eficaz nos capacitores das células  $C_1$  e  $C_2$ , correntes e as ondulações máximas são 142V, 9,34A e 492V, respectivamente.





**Figura 7.4 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor  $C_1$ ; (b) corrente no capacitor  $C_1$ ; (c) tensão no capacitor  $C_2$ ; (d) corrente no capacitor  $C_2$ .**

As tensões e correntes nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão apresentadas na Figura 7.5. Observa-se que as formas de onda são referentes às variações de carga resistiva.

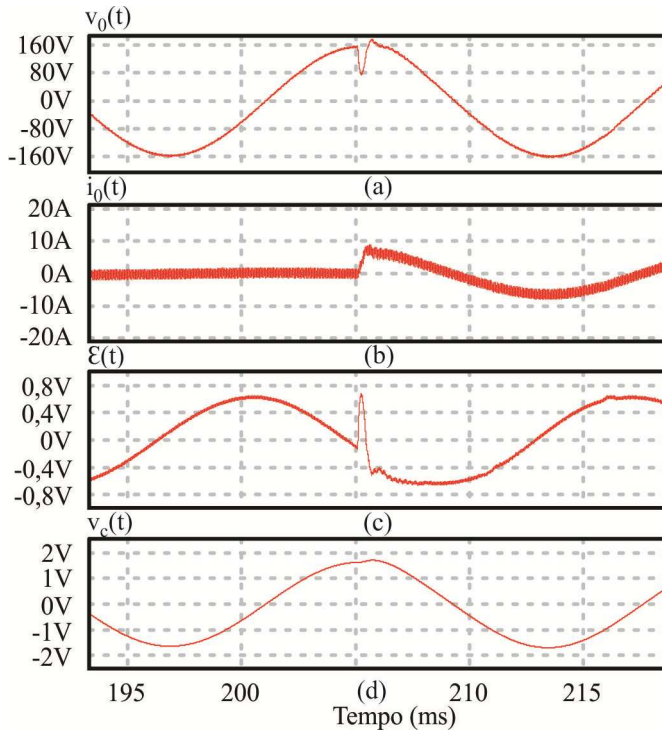


**Figura 7.5 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no interruptor  $S_1$ ; (b) corrente no interruptor  $S_1$ ; (c) tensão no interruptor  $S_2$ ; (d) corrente no interruptor  $S_2$ .**

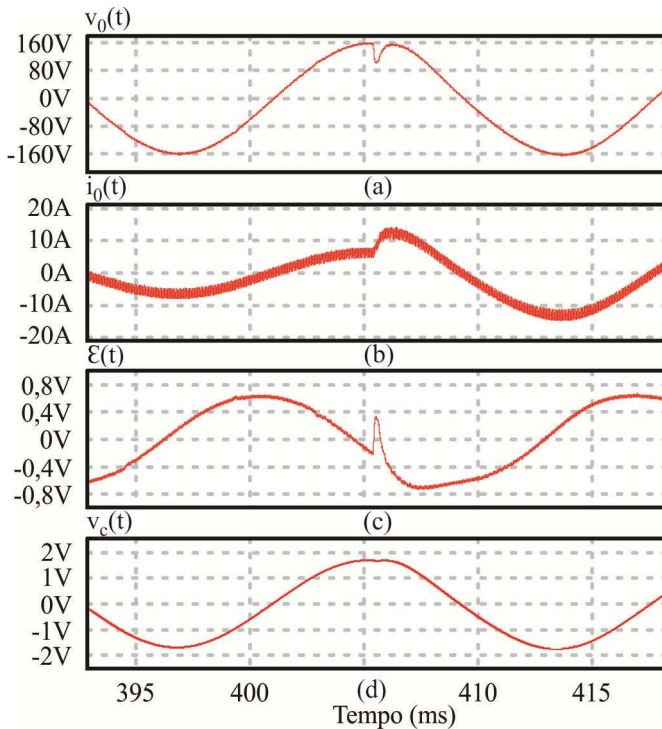
Nas Figuras 7.6 e 7.7 são apresentados os detalhes da tensão de saída, corrente de saída e sinal de controle para as duas transições de carga, respectivamente.

Na Figura 7.6 representam-se os detalhes das formas de onda durante a transição de vazio para 50% de carga, enquanto a Figura 7.7 representa o instante em que ocorre o degrau de carga de 50% para 100%.

Independentemente da carga ou da sua variação, o controle da tensão de saída foi eficiente, ressaltando que o sinal do controle nas duas transições não apresentou uma mudança instantânea. Isto é justificado pelo fato do controlador apresentar uma dinâmica lenta, porém, a tensão de saída é regulada de acordo com o sinal de referência, como demonstra a Figura 7.1.



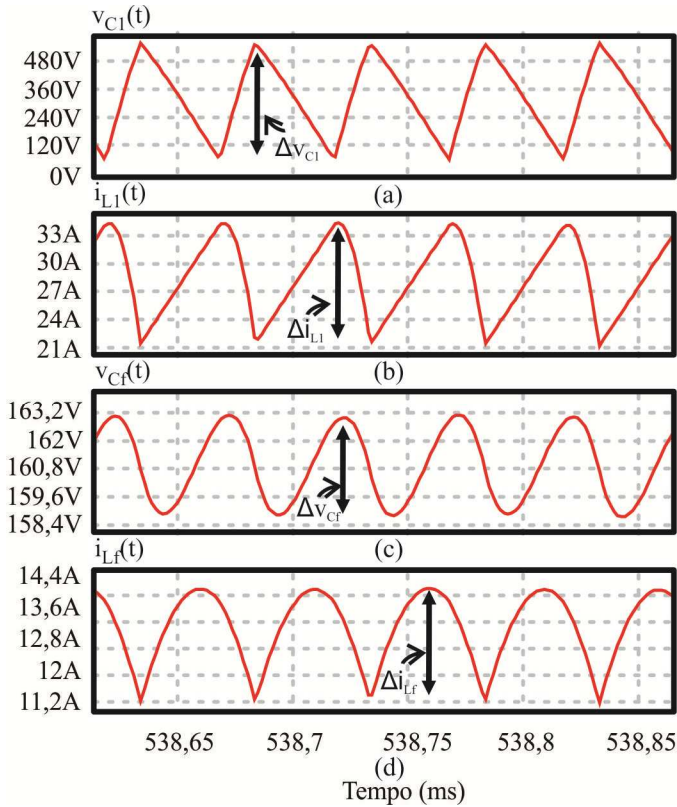
**Figura 7.6 – Detalhe do degrau de carga de vazio para 50%: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de erro; (d) sinal de controle.**



**Figura 7.7 – Detalhe do degrau de carga de 50% para 100%: (a) tensão de saída; (b) corrente de saída; (c) sinal de erro; (d) sinal de controle.**

Verificam-se através dos detalhes das Figuras 7.6 e 7.7 os casos críticos para o controle da estrutura. Comparando estas situações observa-se que a tensão de saída apresenta um afundamento mais acentuado na transição de carga vazio para 50%, pois neste instante ocorre à transferência de energia do capacitor  $C_f$  para a carga, que somente é corrigida após o controle atuar sobre o sinal de erro gerado.

Os detalhes das ondulações da tensão no capacitor  $C_1$ , corrente no indutor  $L_1$ , tensão e corrente de saída estão apresentados na Figura 7.8. As ondulações de tensão em  $C_1$  e corrente em  $L_1$  são relativas aos valores máximos e devido à simetria do conversor, estas ondulações são iguais as obtidas para a capacitância  $C_2$  e indutância  $L_2$ .



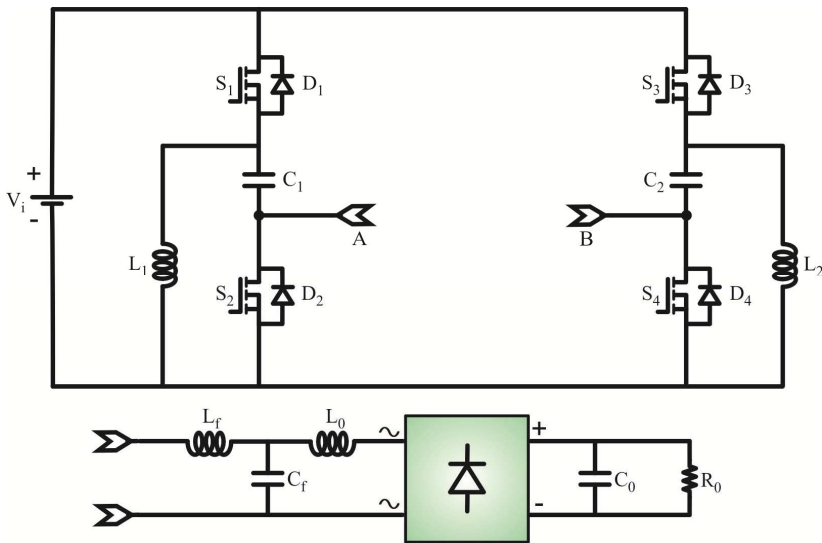
**Figura 7.8 – Detalhe das ondulações de tensão e corrente obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor  $C_1$ ; (b) corrente no indutor  $L_1$ ; (c) tensão no capacitor  $C_f$ ; (d) corrente no indutor  $L_f$ .**

Na Tabela 7.1 estão indicados os valores dos principais parâmetros estimados e simulados.

**Tabela 7.1 – Comparativo entre os principais valores calculados e simulados para carga nominal.**

Parâmetro	Estimado	Simulado
Tensão Eficaz de Saída	110V	111,2V
Corrente Eficaz de Saída	9,13A	9,26A
Potência de Saída	1kW	1,03kW
Ondulação de Corrente em $L_C$	12,91A	13,2A
Ondulação da Tensão em $C_C$	465V	468V
Ondulação da Corrente de Saída	3,22A	3,25A
Ondulação da Tensão de Saída	3,87V	3,9V

Na Figura 7.9 está representado o estágio de potência do novo conversor CC-CA alimentando uma carga não-linear. Para esta situação implementam-se um indutor, definido na Figura 7.9 por  $L_0$ , uma ponte retificadora, o capacitor  $C_0$  e a carga  $R_0$ .

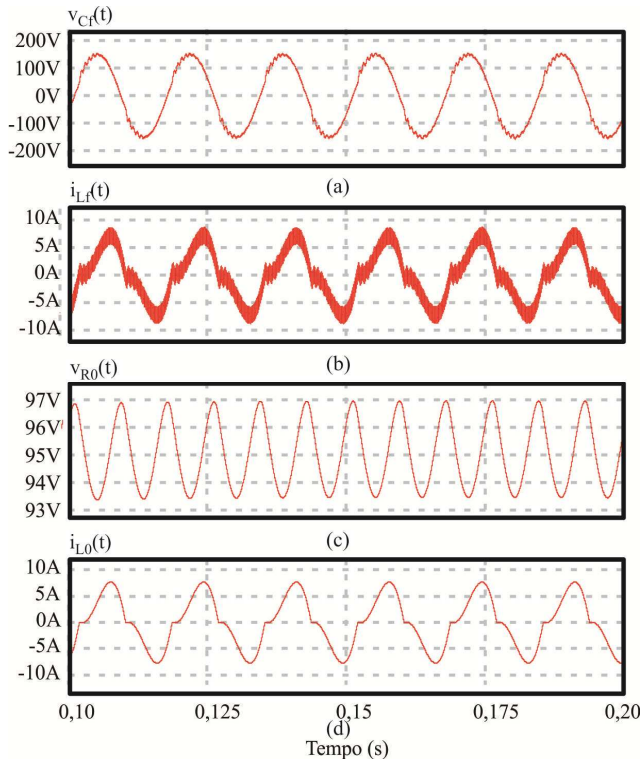


**Figura 7.9 – Novo conversor CC-CA alimentando uma carga não-linear.**

O objetivo é comprovar que o conversor proposto pode suprir este tipo de carga e através da ação de controle regular a tensão sobre o capacitor  $C_f$ . Ressalta-se que o controlador utilizado tem os mesmos parâmetros estimados para carga resistiva.

Os valores da indutância  $L_0$  (22,5mH), capacitância  $C_0$  (3mF) e resistência  $R_0$  (24 $\Omega$ ) foram ajustados através de simulação, porém, para trabalhos futuros há necessidade de um estudo mais aprofundado para o controle e dimensionamento nas condições propostas na Figura 7.9.

Na Figura 7.10 são apresentados os sinais da tensão no capacitor  $C_f$ , corrente no indutor  $L_f$ , tensão no resistor  $R_0$  e corrente no indutor  $L_0$ .

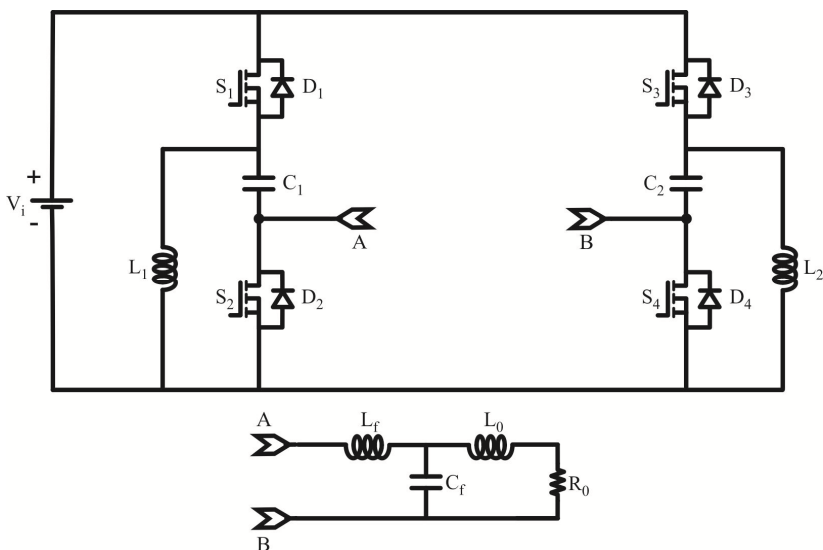


**Figura 7.10 – Formas de onda obtidas por simulação para carga não-linear: (a) tensão no capacitor  $C_f$ ; (b) corrente no indutor  $L_f$ ; (c) tensão no resistor  $R_0$ ; (d) corrente no indutor  $L_0$ .**

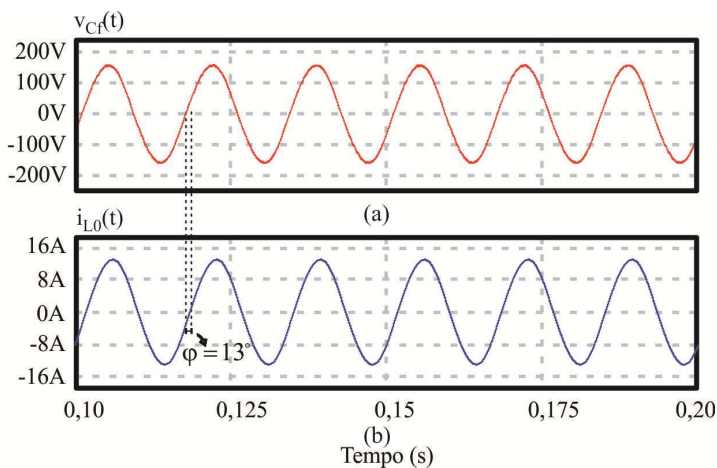
Outra situação comum de carga está representada na Figura 7.11. Nesta situação, o conversor alimenta uma carga RL, indicadas na figura por  $L_0$  e  $R_0$ .

Os valores utilizados para a indutância de carga e resistência são 9mH e 12 $\Omega$ , respectivamente. Os detalhes das formas de onda da tensão

no capacitor  $C_f$  e da corrente no indutor  $L_0$  estão apresentados na Figura 7.12.



**Figura 7.11 – Novo conversor CC-CA alimentando uma carga RL.**



**Figura 7.12 – Formas de onda obtidas por simulação: (a) tensão no capacitor  $C_f$ ; (b) corrente no indutor  $L_0$ .**

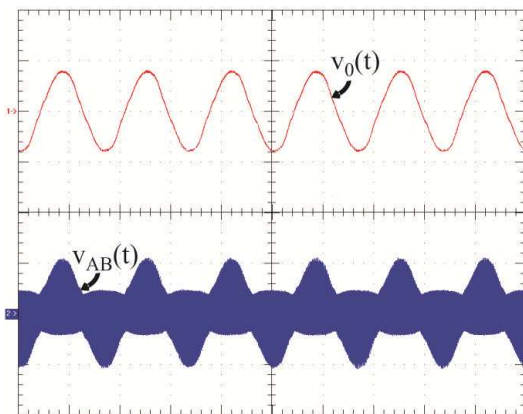


### 7.3. Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os principais resultados experimentais para o conversor operando com carga nominal. Através destes, comparam-se os principais valores obtidos em laboratório com os valores de simulação. Na sequência apresentam-se os resultados para as variações de carga resistiva, RL e não-linear.

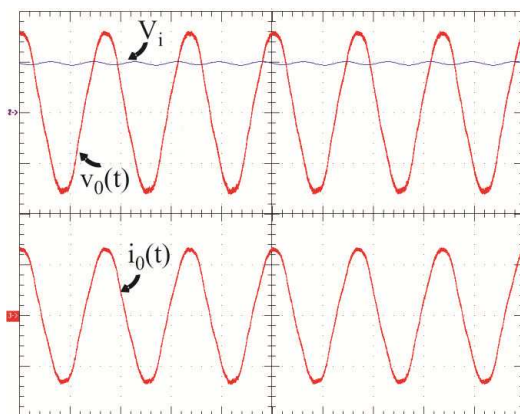
Na Figura 7.13 estão indicadas as formas de onda para a tensão de saída, ou sobre o capacitor  $C_f$ , e a tensão entre os terminais A e B para carga nominal. O valor eficaz e a ondulação da tensão de saída são 110,34V e 4V, respectivamente.

Como mencionado anteriormente, as ondulações de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são destacados na tensão  $v_{AB}(t)$ . Como mencionado no Capítulo anterior, a ondulação de tensão e corrente em  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$  auxiliam no projeto do controlador, pois isto reflete em valores de indutâncias e capacitâncias menores, permitindo uma flexibilidade maior na estabilidade do conversor e sem interferir no controle da tensão de saída.



**Figura 7.13 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_o(t)$ ) tensão de saída (100V/div-10ms/div); ( $v_{AB}(t)$ ) tensão entre os terminais A e B (500V/div-10ms/div).**

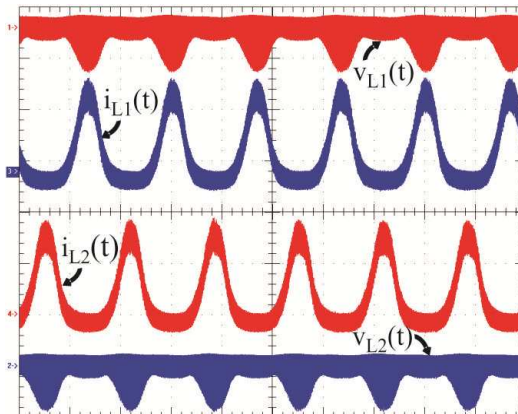
A Figura 7.14 apresenta a tensão de entrada  $V_i$ , a tensão  $v_0(t)$  e a corrente  $i_0(t)$  para carga nominal. Para evidenciar a operação do novo conversor CC-CA como elevador manteve-se as mesmas escalas para as tensões  $V_i$  e  $v_0(t)$ , desta maneira observa-se que o valor de pico da tensão alternada de saída é maior que a tensão de barramento, conforme previsto no dimensionamento da estrutura.



**Figura 7.14 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_0(t)$ ) tensão de entrada (100V/div-10ms/div); ( $V_i$ ) tensão de saída (100V/div-10ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div).**

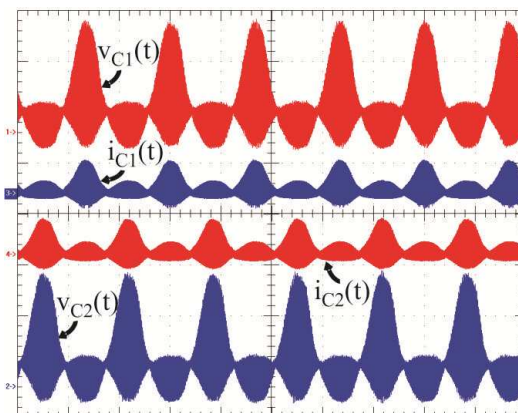
Ressalta-se através da Figura 7.14 que nas regiões em que a tensão instantânea de saída é menor em módulo que a tensão de entrada ocorre a operação abaixadora, ao passo que, para valores maiores ocorre a operação como elevador de tensão.

As tensões e correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão representadas nas formas de onda experimentais da Figura 7.15. Os resultados obtidos estão de acordo com as simulações.



**Figura 7.15 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{L1}(t)$ ) tensão no indutor  $L_1$  (500V/div-10ms/div); ( $i_{L1}(t)$ ) corrente no indutor  $L_1$  (20A/div-10ms/div); ( $v_{L2}(t)$ ) tensão no indutor  $L_2$  (500V/div-10ms/div); ( $i_{L2}(t)$ ) corrente no indutor  $L_2$  (20A/div-10ms/div).**

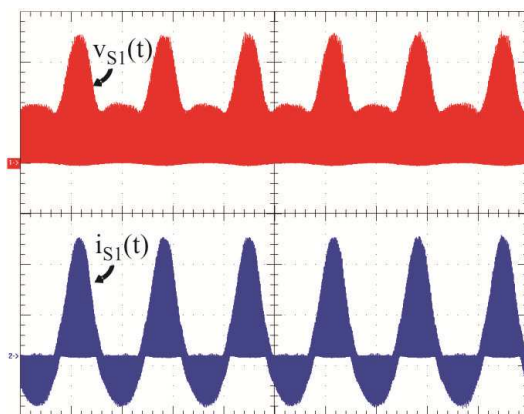
Na Figura 7.16 estão apresentadas as tensões e corrente nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .



**Figura 7.16 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{C1}(t)$ ) tensão no capacitor  $C_1$  (200V/div-10ms/div); ( $i_{C1}(t)$ ) corrente no capacitor  $C_1$  (50A/div); ( $v_{C2}(t)$ ) tensão no capacitor  $C_2$  (200V/div-10ms/div); ( $i_{C2}(t)$ ) corrente no capacitor  $C_2$  (50A/div-10ms/div).**

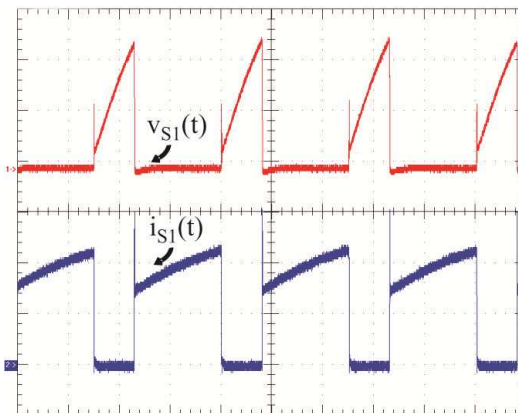
As formas de onda das correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  apresentam as ondulações previstas no projeto. Para garantir uma frequência de cruzamento satisfatória e, dessa forma, garantir uma flexibilidade no projeto do controlador, diminuí-se os valores de indutância e capacitância nas células de comutação, implicando consequentemente em uma maior ondulação de corrente e tensão. Porém estas ondulações não afetam a regulação da tensão de saída do conversor.

A tensão e corrente no interruptor  $S_1$  estão destacadas na Figura 7.17. Os dados obtidos são relativos ao interruptor  $S_1$  e as características de tensão e corrente são verificadas nos demais interruptores.



**Figura 7.17 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor  $S_1$  (200V/div-10ms/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor  $S_1$  (20A/div-10ms/div).**

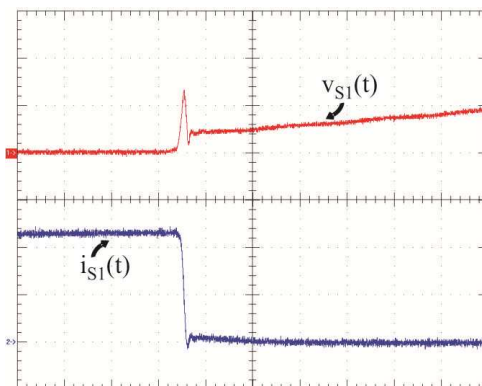
O detalhe da comutação do interruptor  $S_1$  é apresentado na Figura 7.18.



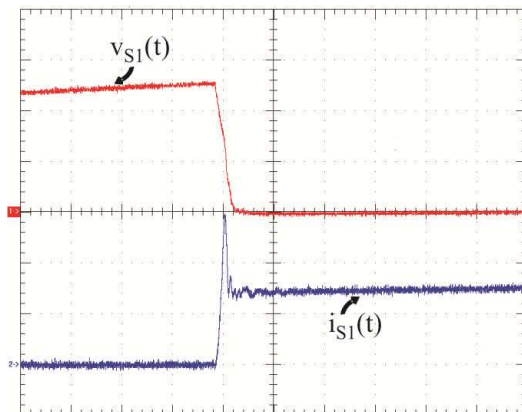
**Figura 7.18 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe da comutação: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor  $S_1$  (200V/div-20 $\mu$ s/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor  $S_1$  (20A/div-20 $\mu$ s/div).**

Estas formas de onda são obtidas para os máximos valores das respectivas variáveis. Verifica-se que a comutação é dissipativa na entrada em condução e no bloqueio dos interruptores.

Os detalhes do bloqueio e da entrada em comutação no interruptor  $S_1$  são mostrados nas Figuras 7.19 e 7.20, respectivamente.



**Figura 7.19 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe do bloqueio do interruptor: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor  $S_1$  (200V/div-500ns/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor  $S_1$  (20A/div-500ns/div).**

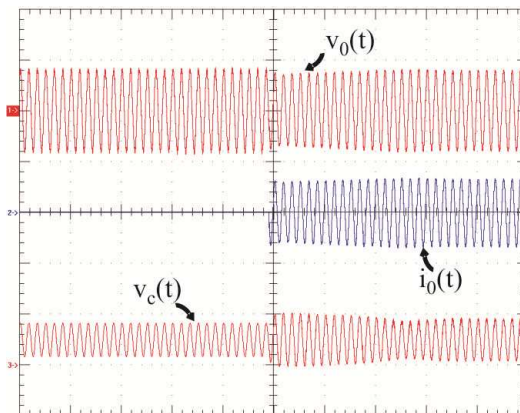


**Figura 7.20 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga nominal. Detalhe da entrada em condução do interruptor: ( $v_{S1}(t)$ ) tensão no interruptor  $S_1$  (200V/div-500ns/div); ( $i_{S1}(t)$ ) corrente no interruptor  $S_1$  (20A/div-500ns/div).**

Observa-se que na entrada em condução de  $S_1$  a corrente de recuperação do diodo  $D_3$  circula pelo interruptor causando a sobrecorrente apresentada no na Figura 7.20.

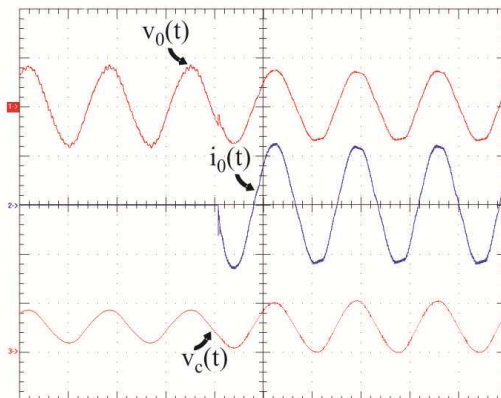
Ressalta-se que os valores eficazes da tensão e da corrente são 165V e 13,32A, respectivamente. Devido às indutâncias parasitas há uma sobretensão na entrada em condução de  $S_1$ , como indicado na Figura 7.19. O máximo valor da tensão é de 557V e este valor está dentro da tolerância do interruptor utilizado.

Para comprovar o funcionamento do controle da tensão de saída são apresentadas na Figura 7.21 as formas de onda da tensão de saída, corrente de saída e sinal de controle para um degrau de carga de 0% para 100%. Nesta situação, o controle atua de forma eficaz, mantendo regulada a tensão de saída conforme o sinal de referência.



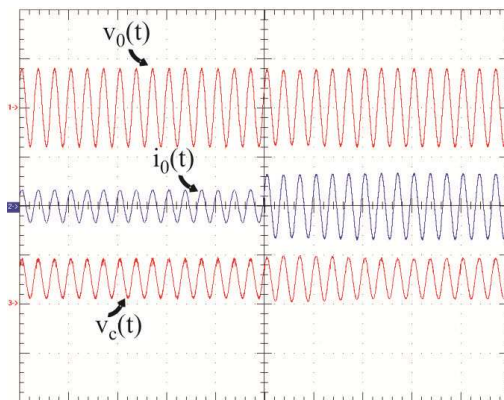
**Figura 7.21 – Formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de vazio para 100%: ( $v_0(t)$ ) tensão de saída (200V/div-100ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (20A/div-100ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-100ms/div).**

O detalhe da transição de carga de vazio para nominal é apresentado na Figura 7.22.



**Figura 7.22 – Detalhe das formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de vazio para 100%: ( $v_0(t)$ ) tensão de saída (200V/div-10ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-10ms/div).**

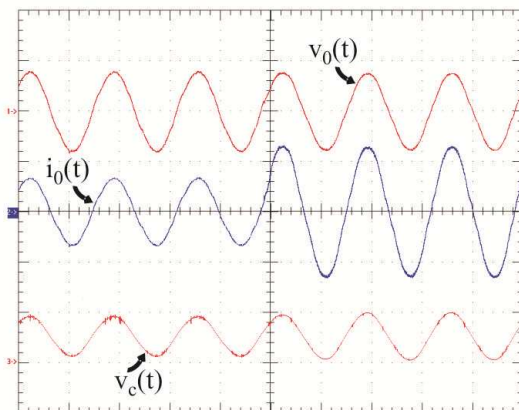
O degrau de carga de 50% para 100% está representado na Figura 7.23, indicando a tensão de saída, corrente de saída e sinal de controle. Novamente o controle atua de forma satisfatória, regulando a tensão de saída no valor especificado em projeto.



**Figura 7.23 – Formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de 50% para 100%: ( $v_0(t)$ ) tensão de saída (200V/div-50ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (20A/div-50ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-50ms/div).**

Na Figura 7.24 estão representados os detalhes dos sinais medidos na Figura 7.23.

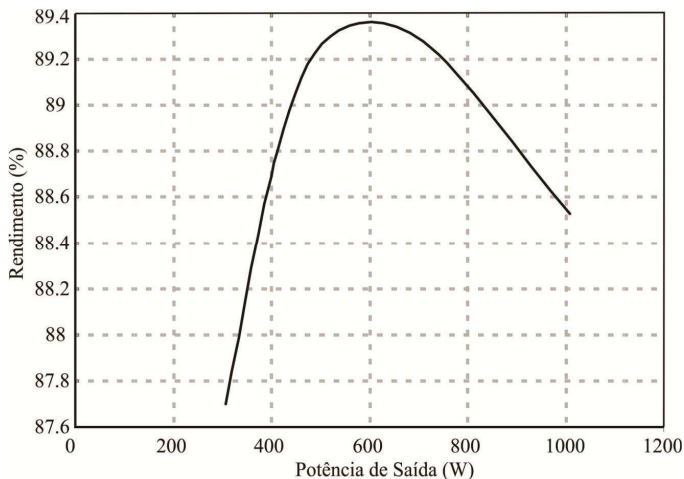




**Figura 7.24 – Detalhe das formas de onda obtidas experimentalmente para degrau de carga de 50% para 100%: ( $v_0(t)$ ) tensão de saída (200V/div-10ms/div); ( $i_0(t)$ ) corrente de saída (10A/div-10ms/div); ( $v_c(t)$ ) sinal de controle (5V/div-10ms/div).**

O valor da taxa de distorção harmônica da tensão obtida em laboratório é de 3,856% processando uma potência de 1,04kVA para carga nominal.

A Figura 7.25 representa a curva do rendimento em função da potência de saída do conversor. Esta curva é obtida a partir da variação da carga resistiva, mantendo a tensão de saída regulada no valor eficaz de projeto (110V). O máximo valor de rendimento encontrado é de 89,36% processando uma potência de 600W.



**Figura 7.25 – Curva do rendimento em função da potência de saída do novo conversor proposto.**

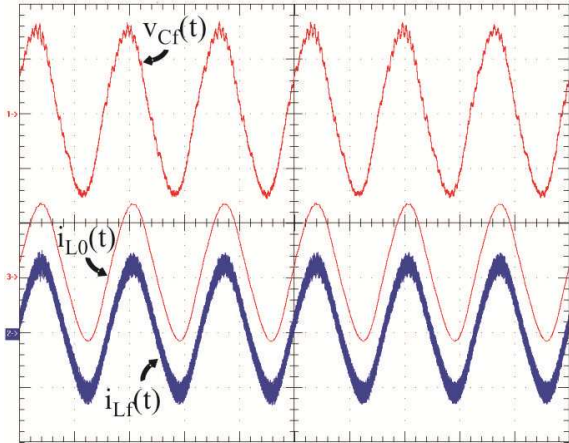
O rendimento do novo conversor CC-CA pode ser melhorado substancialmente com o estudo da comutação dos semicondutores e assim, otimizar os componentes, visto que o protótipo foi construído a partir de um estágio de potência existente (SKS 50 B6U+B2CI 10 V6 da Semikron) no laboratório, utilizando os interruptores e diodos SK45GB063 (Semikron). A utilização de elementos magnéticos mais eficientes também contribui para a melhoria do rendimento observado.

A Tabela 7.2 apresenta um comparativo dos principais parâmetros aferidos por simulação e em laboratório. Observa-se que todos os valores estão de acordo, com algumas diferenças que são justificadas pelas resistências, indutâncias e capacitâncias que não foram consideradas durante as simulações.

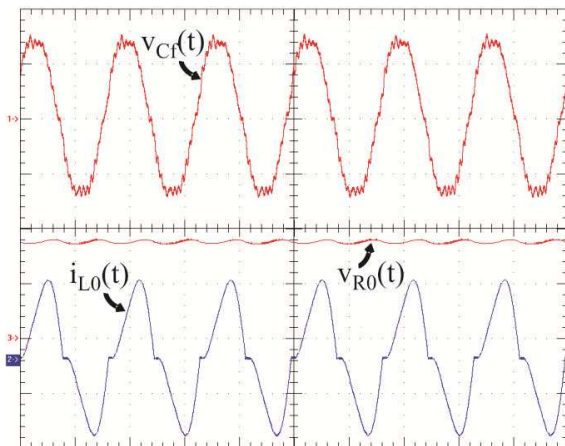
**Tabela 7.2 – Comparativo entre os principais valores simulados e experimentais para carga nominal.**

Parâmetro	Simulado	Experimental
Tensão Eficaz de Saída	111,2V	110,34V
Corrente Eficaz de Saída	9,26A	9,2A
Potência de Saída	1,03kW	1,0451kW
Ondulação de Corrente em $L_C$	13,2A	12,95A
Ondulação da Tensão em $C_C$	468V	472V
Ondulação da Corrente de Saída	3,25A	3,31A
Ondulação da Tensão de Saída	3,9V	4V
Corrente Eficaz nos Indutores $L_1$ e $L_2$	13,31A	13,2A
Corrente Eficaz nos Capacitores $C_1$ e $C_2$	9,34A	9,25A
Tensão Eficaz no Interruptor	148,9V	155V
Corrente Eficaz no Interruptor	14,41A	13,92A
Tensão Máxima no Interruptor	535V	557V
Corrente Máxima no Interruptor	46,67	47A

Com a finalidade de comprovar o funcionamento do conversor para diferentes situações de carga são apresentados nas Figuras 7.26 e 7.27, os resultados obtidos para uma carga RL e não-linear, respectivamente.



**Figura 7.26 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga RL: ( $v_{Cf}(t)$ ) tensão no capacitor  $C_r$  (100V/div-10ms/div); ( $i_{Lr}(t)$ ) corrente no indutor  $L_r$  (10A/div-10ms/div); ( $i_{L0}(t)$ ) corrente no indutor  $L_0$  (10A/div-10ms/div).**



**Figura 7.27 – Formas de onda obtidas experimentalmente para carga não-linear: ( $v_{Cf}(t)$ ) tensão no capacitor  $C_f$  (100V/div-10ms/div); ( $i_{L0}(t)$ ) corrente no indutor  $L_0$  (5A/div-10ms/div); ( $v_{R0}(t)$ ) tensão no resistor  $R_0$  (50V/div-10ms/div).**

Na operação com carga RL os valores utilizados para a indutância e resistência são os mesmos descritos nos resultados de simulação, 9mH e 12 $\Omega$ , respectivamente. A potência processada na saída é de aproximadamente 1kW e o defasamento entre a tensão no capacitor  $L_f$  e no indutor da carga RL é de 13°.

Para a operação com carga não-linear, os valores da indutância  $L_0$ , capacitância  $C_0$  e resistência de carga  $R_0$  são iguais aos valores utilizados na simulação, 22,5mH, 3mF e 24 $\Omega$ , respectivamente. A potência processada nesta situação é de aproximadamente 250W e através da Figura 7.27 observa-se o efeito deste tipo de carga na tensão de saída. A taxa de distorção harmônica da tensão de saída é de 6,5% e o fator de potência medido foi de 0,929.

Pelo fato deste tipo de carga não ser o foco do trabalho, certamente um projeto adequado do controlador, o dimensionamento criterioso da indutância e capacitância de carga são necessários para atenuar as distorções presentes na tensão de saída.

## 7.4. Conclusões

Avaliou-se neste Capítulo, a eficácia do controle na regulação da tensão de saída para as variações de carga resistiva, bem como para carga RL e não-linear. O projeto do controlador através do lugar geométrico das raízes atuou sobre o erro gerado, regulando a tensão de saída para todas as situações citadas. A implementação da função de linearização foi satisfatória para todas as situações de carga contribuindo para os resultados obtidos.

Observou-se que os valores simulados e experimentais estão de acordo com os requisitos de projeto. Apenas os valores máximos da tensão e corrente no interruptor apresentaram valores maiores experimentalmente, mas que não interferiram no funcionamento do conversor. Estes valores justificam-se pelas indutâncias e capacitâncias parasitas não consideradas no projeto e simulação. É importante destacar que durante os ensaios foi necessário posicionar os capacitores das células de comutação próximos dos pontos de contato, pois as indutâncias dos cabos de conexão aumentavam substancialmente a tensão máxima sobre o interruptor.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados neste Capítulo comprovaram todas as análises envolvidas para a determinação dos componentes dos estágios de potência e controle. Desta maneira, comprovou-se que a nova topologia é uma alternativa eficaz no projeto de conversores CC-CA elevadores sem utilizar estágios intermediários de potência ou transformadores.



## 8. Conclusão

### 8.1. Resumo dos Tópicos

No Capítulo 1 foi apresentada a contextualização e motivação que propiciaram o estudo e implementação de um novo conversor CC-CA elevador-abaiçador de tensão. Esta nova topologia permite obter uma tensão instantânea de saída maior que a tensão de barramento.

As referências bibliográficas apresentadas no Capítulo 2 foram essenciais para fundamentar e aperfeiçoar os conceitos já existentes ao conversor. Dentro destes conceitos englobam-se as topologias de inversores comumente utilizadas, os tipos de modulação e as técnicas de controle.

No Capítulo 3 foi apresentada a análise estática e dinâmica do conversor avaliando os valores médios quase instantâneos das correntes nos indutores e tensões nos capacitores e a função de transferência. Estes resultados determinam os componentes do estágio de potência tanto para a operação em CC quanto para CA.

Para validar a análise estática e dinâmica foram propostos no Capítulo 4 os projetos de um conversor CC-CC elevador e outro abaiçador. Os resultados obtidos atenderam os requisitos de projeto verificando que o conversor opera com uma tensão instantânea de saída maior que a tensão de entrada.

As considerações para operação CA foram apresentadas no Capítulo 5. As equações estáticas definidas no Capítulo 3 são reformuladas para esta condição. Avaliaram-se também as considerações para o controle, determinando os pontos críticos para a regulação da tensão de saída. No Capítulo 6 foi dimensionado um protótipo para uma potência de 1kW, com  $96V_{cc}$  para a tensão de entrada,  $110V_{rms}$  para tensão de saída, fundamental de saída 60Hz e de comutação de 20kHz.

Os resultados de simulação e experimentais foram apresentados no Capítulo 7. Avaliaram-se os resultados experimentais para carga nominal comparando-os com os resultados de simulação, satisfazendo os requisitos de projeto. Foram realizados testes com variação de carga resistiva, carga RL e não-linear, onde a ação de controle mostrou-se eficaz mantendo a tensão de saída conforme projeto.

## 8.2. Conclusões Gerais

Uma característica diferencial da topologia apresentada foi o fato de utilizar células de comutação nos braços inversores permitindo uma característica de ganho estático elevador ou abaixador. É de conhecimento que em inversores do tipo Buck a obtenção de um valor de pico da tensão alternada de saída maior que a tensão de entrada pode ser realizada através de circuitos intermediários de potência, como exemplo, cita-se o conversor Boost, ou ainda utilizando transformadores entre os terminais da carga. Ao contrário do inversor Buck, a topologia estudada possibilita obter uma característica elevadora de tensão sem uso de circuitos CC-CC ou transformadores.

A análise do novo conversor para operação CC foi fundamental para avaliar os valores médios das correntes e tensões. Em relação ao filtro de saída friza-se que as ondulações de tensão e corrente no capacitor  $C_f$  e no indutor  $L_f$ , respectivamente são dependentes apenas da de comutação e da tensão de entrada, o que agrega ao inversor mais um diferencial em relação aos inversores do tipo Buck.

A análise dinâmica demonstrou que a modelagem através do método de pequenos sinais mostrou-se complexa, uma vez que o sistema apresenta elevada ordem. Este estudo permitiu obter uma função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica. Esta equação apresenta 4 zeros e 6 pólos obtidos utilizando o *software* Mathcad.

As simulações realizadas no Capítulo 4 apresentaram valores condizentes com as especificações de projeto. Salienta-se também, que o modelo matemático para a função de transferência do conversor proposto esteve de acordo à modelagem realizada.

A partir destes resultados foi possível compreender o comportamento das tensões e correntes nos componentes e assim, estender as análises efetuadas para a operação CA.

Outra contribuição relevante para este trabalho foi compreender a funcionabilidade da função de linearização. Esta tem por objetivo representar a relação linear entre o ganho estático real e o de referência. Os resultados comparativos para o conversor monofásico com e sem a utilização de função de linearização foram satisfatórios, comprovando que é possível reproduzir uma tensão de saída em malha aberta sem distorção e para diferentes ganhos, diferentemente do que ocorre quando não se implementa a função de linearização.



Na operação CA avaliou-se os pontos críticos para o controle da tensão de saída. Para esta estrutura comprovou-se que os pontos susceptíveis a instabilidade são para a máxima excursão da razão cíclica, carga a vazio e nominal. A estrutura de controle utilizada e que atendeu os requisitos para carga resistiva foi um sistema com 2 pólos, um alocado na origem e outro a esquerda do primeiro. O projeto do controlador foi realizado através do lugar geométrico das raízes, facilitando o entendimento do comportamento para os limites de instabilidade.

Um projeto foi proposto, dimensionado e testado em laboratório. Os resultados obtidos foram condizentes com os requisitos de projeto e assim, demonstrou-se que foi possível atender o ganho estático desejado.

Avaliou-se o comportamento do controle para três variações de carga resistiva, vazio, 50% e 100%. A ação de controle foi eficaz e manteve a tensão na carga regulada. Estendeu-se ainda, testes experimentais para a carga RL e não-linear. Embora o controle não tenha sido projetado para atender estas condições, a tensão de saída apresentou resultados satisfatórios.

Portanto, o funcionamento do novo conversor CC-CA elevador-abaiçador de tensão proposto neste trabalho foi confirmado, validando as análises teóricas realizadas e introduzindo uma nova topologia para o estágio de potência dos conversores CC-CA elevadores.

### **8.3. Recomendações para Trabalhos Futuros**

Neste trabalho foram apresentados os primeiros estudos para a nova topologia abordada. Como propostas para estudos futuros citam-se:

- O estudo e o dimensionamento de cargas do tipo não-linear para o novo conversor CC-CA monofásico;
- O estudo e a implementação de um controlador utilizando técnicas mais elaboradas e eficazes para a regulação da tensão e/ou corrente de saída do conversor monofásico;
- Estudo da comutação e otimização dos componentes para aumentar o rendimento do conversor;
- A análise e dimensionamento do novo conversor CC-CA trifásico utilizando a função de linearização e a implementação de um sistema de controle para o conversor trifásico;
- O estudo da nova topologia operando como retificador.



## 9. Referência Bibliográfica

- [1] Massey, R. P. e Snyder, E. C.; "High Voltage Single Ended DC-DC Converter," *IEEE-PESC Proc. Conf.*, pp. 156-159, 1977.
- [2] Vicuña de, L. G.; Guinjoan, F.; Majó, J. e Martinez, L.; "Discontinuous Conduction Mode in the SEPIC Converter," *Proc. IEEE-MELECON*, pp. 38-42, 1989.
- [3] Johnson, M. J.; "Improvement of Stability in Current-Programmed SEPIC DC/DC Converters," *Proc. IEEE-APEC*, pp. 452-458, 1991.
- [4] Mattavelli P.; Rosseto, L.; Spiazzi, G. e Tenti, P.; "Sliding-Mode Control of SEPIC Converters," *Proc. of the European Space Power Conference*, pp. 173-178, 1993.
- [5] Józwik, J. J. e Kazimierczuk, M. K.; "Dual SEPIC PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 36, nº1, Fevereiro 1989, pp. 64-70.
- [6] Canesin, C. A. e Barbi, I.; "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch," *IEEE-APEC Conf. Proc.*, Dallas-Texas, 1991.
- [7] Martins, D. C.; Barbi, I. e Abreu, G. N.; "Zeta-Gepae PWM Isolated DC/DC Converter Analysis," *Anais do 1<sup>o</sup> COBEP*, Florianópolis, SC, pp. 154-159, 1991.
- [8] Martins, D. C. e Barbi, I.; "Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA," Edição dos Autores, 1 Edição, Florianópolis, Santa Catarina, 2005.
- [9] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1995-2000.
- [10] X. Yaosuo, C. Liuchen, K. Sren Baekhj, J. Bordonau, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small

distributed power generators: an overview," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1305-1314, 2004.

[11] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on*, 1998, pp. 224-229 vol.1.

[12] W. Rong-Jong, W. Wen-Hung, and L. Chung-You, "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 240-250, 2008.

[13] Cáceres, O. R.; "Família de Conversores CC-CA, Derivados dos Conversores CC-CC Fundamentais," *Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)* - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Abril 1997.

[14] R. Cáceres e I. Barbi, "A Boost DC-AC Converter: Operation, Analysis, Control and Experimentacion," *Proc. IECON-1995*.

[15] R. Cáceres and I. Barbi, "A Boost DC-AC Converter: Desing, Simulation and Implementacion," *Proc. COBEP-1995*.

[16] Ioannidis, G.; Xanthousilis, E. e Manias, S. N.; "A Novel Uninterruptible Power Supply System with Sinusoidal Input-Output Characteristics and Simplified Control Circuit," *Proc. EPE-1995*, pp. 2351-2356.

[17] Andersen, M. e Alvsten, B.; "200W Low Cost Module Integrated Utily Interface for Modular Photovoltaic Energy System," *Proc. IECON-1995*, pp. 572-577.

[18] Herrmann, V.; Langer, H. G.; e Van der Broeck, H.; "Low Cost DC to AC Converter for Photovoltaic Power Conversion in Residential Applications," *Proc. PESC-1993*, pp. 588-594.

[19] Vázquez, N.; Almazán, L.; Alvarez, J.; Aguilar, C. e Arau, J.; "Analysis and Experimental Study of the Buck, Boost and Buck-Boost Inverters," in *Proc. IEEE PESC'99*, pp. 801-806, 1999.

- [20] Sanchis, P.; Ursua, A.; Gubia, E. e Marroyo, L.; "Buck-Boost DC-AC Inverter: Proposal for a New Control Strategy," IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'04, pp. 3994-3998, 2004.
- [21] Guang-Hui Tan, Fanpeng Zeng, Yanchao Ji, Xi Chen e Hua Wang, "Novel Single-Stage Isolated Buck-Boost Inverter Based on Improved SPWM Control Method," *Power Electronic and Motion Control Conference*, 2006.
- [22] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 504-510, 2003.
- [23] S. Miaosen and F. Z. Peng, "Operation modes and characteristics of the Z-source inverter with small inductance," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2005, pp. 1253-1260 Vol. 2.
- [24] K. Beer and B. Piepenbreier, "Properties and advantages of the quasi-Z-source inverter for DC-AC conversion for electric vehicle applications," in *Emobility - Electrical Power Train, 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [25] G. Buja, R. Keshri, and R. Menis, "Characteristics of Z-source inverter supply for permanent magnet brushless motors," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 1234-1239.
- [26] A. S. Khlebnikov and S. A. Kharitonov, "Application of the Z-source converter for aircraft power generation systems," in *Electron Devices and Materials, 2008. EDM 2008. 9th International Workshop and Tutorials on*, 2008, pp. 211-215.
- [27] Ziogas, P. D.; "Optimun Voltage and Harmonic Control PWM Techniques for Three-Phase Static UPS Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 1A-16, Nr. 4, pp. 542-546, Jul/Ago. 1980.
- [28] Pollack, J. J.; "Advanced PWM Inverter Techniques," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 1A-8, Nr. 2, pp.145-152, Mar/Abr. 1972.

- [29] Boost, M. and Ziogas, P. D.; “State of the Art Carrier PWM Techniques: A critical Evaluation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, Nr. 2, pp. 271-280, Mar/Abr. 1988.
- [30] Perin, A. J.; “Modulação PWM,” Apostila Interna – INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Ago. 2003.
- [31] Mohan, N.; Undeland, T. M. e Robbins, W. P.; “Power Electronics – Converters, Applications, and Desing,” 2nd ed: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [32] Ericson, R. W.; “Fundamentals of Power Electronics,” vol. I. New York: Chapman & Hall, 1997, pp. 191.
- [33] Abdel-Rahim, N. M. e Quaicoe, J. E.; “Analysis and Desing of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, Nr. 4, pp. 532-541, Jul. 1996.
- [34] Ryan, M. J. e Lorenz, R. D.; “A High Performance Sine Wave Inverter Controller with Capacitor Current Feedback and “Back-EMF” Decoupling,” *Presented at 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1995.
- [35] Ryan, M. J. e Brumsickle, W. E.; Lorenz, R. D.; “Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33 Nr. 2, pp. 493-501, Mar/Abr. 1997.
- [36] Ronaldo, R. H. e Goldemberg, C.; “Measurement of Capacitor Current as Control Variable for Voltage Source Inverter,” *Brazilian Power Electronics Conference – COBEP 09*, pp. 705-710. Out. 2009.
- [37] Poh Chiang Loh; Newman, M. J.; Zmood, D. N. e Holmes, D. G.; “A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Nr. 5, pp. 1176-1185, Set. 2003.
- [38] Hongying Wu; Dong Lin; Dehua Zhang; Kaiwei Yao e Jinfa Zhang; “A Current-Mode Control Technique with

Instantaneous Inductor-Current Feedback for UPS Inverters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC’99*, Vol. 2 pp. 951-957, 1999.

[39] Gerent, F.H.; “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares,” *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)* - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Dezembro 2005.

[40] Xinchun Lin; Shangxu Duan; Yong Kang e Jian Chen; “Waveform Compesation of PWM Inverter in UPS,” *Power Electronics and Drive Systems*, 2001. PEDS’01. Vol. 1, pp. 292-296, 2001.

[41] Ciani, L.; Catelani, M.; Mancini, M. e Simoni, E.; “A Novel Technique for Power Inverter Control Based on a Single Voltage Sensor,” *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2009. I2MTC’09. Vol. 1, pp. 1167-1170, 2009.

[42] Kawamura, A. e Hoft, R. G.; “Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis,” *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 20. pp. 769-775, Jul/Ago. 1984.

[43] Kawabata, T.; Miyashita, T. e Yamamoto, Y.; “Digital Control of Three-Phase PWM Inverter with LC Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 1, pp. 62-72, Jan. 1991.

[44] Shahgholian, G.; Faiz, J. e Shafaghi, P.; “Nonlinear Control Techniques in Uninterruptible Power Supply Inverter: A Review,” *Computer and Electrical Engineering*, 2009. ICCEE’09. Vol. 1, pp. 51-55, 2009.

[45] Rech, C.; Pinheiro, H.; Grundling, H. A.; Hey, H. L. e Pinheiro, J. R.; “Comparison of Digital Control Techniques with Repetitive Integral Action for Low Cost PWM Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Nr. 1, pp. 401-410, Jan. 2003.

[46] Kawamura, A. e Haneyoshi, T.; “Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage-Sensor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, pp. 118-125, Abr. 1988.

[47] Jung, S. L. e Tzou, Y. Y.; “Discrete Sliding-Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, pp. 567-577, Jul. 1996.

[48] Tzou, Y. Y.; Ou, R. S.; Jung, S. L. e Chang M. Y.; “High-Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, pp. 715-725, Jul. 1997.



## Apêndice A. Modelagem do Novo Conversor Considerando a Idealização dos Componentes

A planilha para determinação da função de transferência do novo conversor é realizada a partir das análises e considerações abordadas nos Capítulos 3 e 4.



**Instituto de Eletrônica e  
Potência**

### Modelagem Idealizada do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador

O numerador da planta é dado por:

$$n(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x) := \left( k_1 + \frac{D}{b} + \frac{1-D}{a} \right) \cdot V_i - I_o \cdot x \cdot L_c \cdot \left( \frac{k_2}{b} - \frac{1}{k_2 \cdot a} \right)$$

Enquanto o denominador de vo/d é definido pela seguinte expressão:

$$d(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x) := \left[ x \cdot L_f + \frac{x \cdot L_c \cdot D^2}{b} + \frac{x \cdot L_c \cdot (1-D)^2}{a} \right] \cdot \frac{(c)}{R_o} + 1$$

Como observado nas equações acima, utilizam-se variáveis para facilitar as operações matemáticas no Mathcad. Os termos "a", "b" e "c" são variáveis no domínio "s", enquanto os termos "k1" e "k2" são constantes dependentes da razão cíclica de operação definidas no decorrer do equacionamento.

Denominamos y como sendo a função vo(s)/d(s) e ao longo das equações x=s.

$$y(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x) := \frac{n(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x)}{d(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x)}$$

Y(s) é reescrito como:

$$y(V_i, I_o, L_c, L_f, R_o, D, k_1, k_2, a, b, c, x) \rightarrow \frac{V_i \cdot \left( k_1 + \frac{D}{b} - \frac{D-1}{a} \right) - I_o \cdot L_c \cdot x \cdot \left( \frac{k_2}{b} - \frac{1}{a \cdot k_2} \right)}{c \cdot \left[ L_f \cdot x + \frac{D^2 \cdot L_c \cdot x}{b} + \frac{L_c \cdot x \cdot (D-1)^2}{a} \right] \cdot R_o + 1}$$

Devido a complexidade da equação, simplifica-se a mesma para facilitar a obtenção dos coeficientes do numerador e do denominador.

$$\frac{R_0 \cdot (V_i \cdot b \cdot k_2 + D \cdot V_i \cdot a \cdot k_2 - D \cdot V_i \cdot b \cdot k_2 + I_0 \cdot L_c \cdot b \cdot x - I_0 \cdot L_c \cdot a \cdot k_2^2 \cdot x + V_i \cdot a \cdot b \cdot k_1 \cdot k_2)}{k_2 \cdot (R_0 \cdot a \cdot b + L_c \cdot b \cdot c \cdot x + D^2 \cdot L_c \cdot a \cdot c \cdot x + D^2 \cdot L_c \cdot b \cdot c \cdot x - 2 \cdot D \cdot L_c \cdot b \cdot c \cdot x + L_f \cdot a \cdot b \cdot c \cdot x)}$$

Os termos "k1" e "k2" são dados por:

$$k_1 = \frac{1}{D \cdot (1 - D)} \quad k_2 = \frac{D}{1 - D}$$

**Equação do numerador:**

$$\begin{aligned} & D \cdot R_0 \cdot V_i \cdot b + R_0 \cdot V_i \cdot a \cdot b \dots \\ & + D^2 \cdot R_0 \cdot V_i \cdot a - D^3 \cdot R_0 \cdot V_i \cdot a - 2 \cdot D^2 \cdot R_0 \cdot V_i \cdot b \dots \\ & + D^3 \cdot R_0 \cdot V_i \cdot b + I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \cdot b \cdot x - D^2 \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \cdot a \cdot x \dots \\ & + D^2 \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \cdot b \cdot x - 2 \cdot D \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \cdot b \cdot x \\ & \hline & (D - 1)^2 \end{aligned}$$

**Equação do denominador:**

$$\frac{D \cdot (R_0 \cdot a \cdot b + L_c \cdot b \cdot c \cdot x + D^2 \cdot L_c \cdot a \cdot c \cdot x + D^2 \cdot L_c \cdot b \cdot c \cdot x - 2 \cdot D \cdot L_c \cdot b \cdot c \cdot x + L_f \cdot a \cdot b \cdot c \cdot x)}{D - 1}$$

Reescrevendo as equações do numerador e denominador, com as substituições dos termos "a", "b" e "c", tem-se:

**Numerador:**

$$\begin{aligned} & D \cdot R_0 \cdot V_i \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c \dots \right] + R_0 \cdot V_i \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c \dots \right] \dots \\ & \left[ + (1 - D)^2 \right] \\ & + D^2 \cdot R_0 \cdot V_i \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) - D^3 \cdot R_0 \cdot V_i \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \dots \\ & + 2 \cdot D^2 \cdot R_0 \cdot V_i \left[ -x^2 \cdot L_c \cdot C_c - (1 - D)^2 \right] + D^3 \cdot R_0 \cdot V_i \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1 - D)^2 \right] \dots \\ & + I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1 - D)^2 \right] \cdot x - D^2 \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \cdot x \dots \\ & + D^2 \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1 - D)^2 \right] \cdot x - 2 \cdot D \cdot I_0 \cdot L_c \cdot R_0 \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1 - D)^2 \right] \cdot x \\ n(x) = & \hline & (D - 1)^2 \end{aligned}$$

**Denominador:**

$$d(x) = - \frac{D \cdot \left[ R_o \cdot \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1-D)^2 \right] \dots \right.}{D-1}$$

$$+ L_c \cdot \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1-D)^2 \right] \cdot (x \cdot C_f \cdot R_o + 1) \cdot x \dots$$

$$+ D^2 \cdot L_c \cdot \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \cdot (x \cdot R_o \cdot C_f + 1) \cdot x \dots$$

$$+ D^2 \cdot (-L_c) \cdot \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1-D)^2 \right] \cdot (x \cdot R_o \cdot C_f + 1) \cdot x \dots$$

$$+ 2 \cdot D \cdot (-L_c) \cdot \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1-D)^2 \right] \cdot (x \cdot R_o \cdot C_f + 1) \cdot x \dots$$

$$\left. + L_f \cdot \left( x^2 \cdot L_c \cdot C_c + D^2 \right) \left[ x^2 \cdot L_c \cdot C_c + (1-D)^2 \right] \cdot (x \cdot R_o \cdot C_f + 1) \cdot x \right]$$

Pela dificuldade do desenvolvimento analítico das expressões, utiliza-se o artifício matemático para determinação dos coeficientes do numerador e denominador de y(s).

Simplificando os coeficientes do numerador:

$$\frac{D \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{3 \cdot D^2 \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} \dots \text{ simplify } \rightarrow - \frac{D \cdot R_o \cdot V_i \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)}{D - 1}$$

$$+ \left( \frac{4 \cdot D^3 \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{2 \cdot D^4 \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} \right)$$

$$\frac{I_o \cdot L_c \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{4 \cdot D \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1} \dots \text{ simplify } \rightarrow - \frac{I_o \cdot L_c \cdot R_o \cdot (4 \cdot D^3 - 6 \cdot D^2 + 4 \cdot D - 1)}{(D - 1)^2}$$

$$+ \frac{6 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{4 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1}$$

$$\frac{C_c \cdot L_c \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} + \frac{C_c \cdot D^2 \cdot L_c \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{C_c \cdot D \cdot L_c \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1} \text{ simplify } \rightarrow \frac{C_c \cdot L_c \cdot R_o \cdot V_i \cdot (D^2 - D + 1)}{(D - 1)^2}$$

$$\frac{C_c \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{2 \cdot C_c \cdot D \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_o}{D^2 - 2 \cdot D + 1} \text{ simplify } \rightarrow - \frac{C_c \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_o \cdot (2 \cdot D - 1)}{(D - 1)^2}$$

Definindo os coeficientes de  $n(s)$  como  $b_0, b_1, b_2, b_3$  e  $b_4$ . Ressalta-se que os coeficientes são normalizados em função da relação entre o coeficiente de mais alta ordem do numerador e do denominador.

**Coefficientes do numerador:**

$$b_0(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := -\frac{D \cdot (D - 1) \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)}{C_c^2 \cdot L_c^2}$$

$$b_1(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := -\frac{I_0 \cdot (4 \cdot D^3 - 6 \cdot D^2 + 4 \cdot D - 1)}{C_c^2 \cdot L_c \cdot V_i}$$

$$b_2(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := \frac{D^2 - D + 1}{C_c \cdot L_c}$$

$$b_3(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := -\frac{I_0 \cdot (2 \cdot D - 1)}{C_c \cdot V_i}$$

$$b_4(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := 1$$

O mesmo procedimento para determinação dos coeficientes do denominador é aplicado, resultando nos seguintes coeficientes normalizados.

**Coefficientes do denominador:**

$$a_0(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := \frac{D^2 \cdot (D - 1)^2}{C_c^2 \cdot C_f \cdot L_c^2 \cdot L_f}$$

$$a_1(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := \frac{D^4 - 2 \cdot D^3 + D^2}{C_c^2 \cdot C_f \cdot L_c^2 \cdot R_0} + \frac{2 \cdot D^4 - 4 \cdot D^3 + 6 \cdot D^2 - 4 \cdot D + 1}{C_c^2 \cdot C_f \cdot L_c \cdot L_f \cdot R_0}$$

$$a_2(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := \frac{L_c - 4 \cdot D \cdot L_c + 6 \cdot D^2 \cdot L_c - 4 \cdot D^3 \cdot L_c + 2 \cdot D^4 \cdot L_c \dots}{C_c^2 \cdot L_c^2 \cdot L_f} \dots$$

$$+ \frac{D^2 \cdot L_f - 2 \cdot D^3 \cdot L_f + D^4 \cdot L_f}{C_c^2 \cdot L_c^2 \cdot L_f} \dots$$

$$+ \frac{2 \cdot L_c \cdot D^2 - 2 \cdot L_c \cdot D + L_c}{C_c \cdot C_f \cdot L_c^2 \cdot L_f}$$

$$a_3(V_i, I_0, L_c, C_c, C_f, L_f, R_0, D) := \frac{(L_c + L_f) \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)}{C_c \cdot C_f \cdot L_c \cdot L_f \cdot R_0}$$

$$a_4(V_i, I_o, L_c, C_c, C_f, L_f, R_o, D) := \frac{1}{C_f \cdot L_f} + \frac{L_c + L_f - 2 \cdot D \cdot L_c - 2 \cdot D \cdot L_f + 2 \cdot D^2 \cdot L_c + 2 \cdot D^2 \cdot L_f}{C_c \cdot L_c \cdot L_f}$$

$$a_5(V_i, I_o, L_c, C_c, C_f, L_f, R_o, D) := \frac{1}{C_f \cdot R_o}$$

$$a_6(V_i, I_o, L_c, C_c, C_f, L_f, R_o, D) := 1$$

O ganho da planta é dada por:

$$\frac{\frac{C_c^2 \cdot L_c^2 \cdot R_o \cdot V_i}{D^2 - 2 \cdot D + 1}}{\frac{C_c^2 \cdot C_f \cdot D \cdot L_c^2 \cdot L_f \cdot R_o}{D - 1}} \text{ simplify } \rightarrow - \frac{V_i}{C_f \cdot D \cdot L_f \cdot (D - 1)}$$

$$k_{\text{planta}} = - \frac{V_i}{C_f \cdot D \cdot L_f \cdot (D - 1)}$$

$$\text{Planta}(s) = \frac{v_0(s)}{d(s)} = k_{\text{planta}} \frac{s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + b_0}{s^6 a_6 + s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0}$$



## Apêndice B. Especificações das Indutâncias e Capacitâncias para Implementação do Novo Conversor

As especificações de projeto e a determinação dos valores das indutâncias e capacitâncias do novo conversor estão apresentadas na planilha a seguir. Os cálculos são referentes ao projeto proposto no Capítulo 6.



**Instituto de Eletrônica de  
Potência**

---

### **Especificações das Indutâncias e Capacitâncias do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador**

#### Especificações de Projeto:

Tensão de Entrada:

$$V_i := 96$$

Frequência de Saída do Inversor:

$$f_r := 60$$

Frequência de Comutação:

$$f_s := 20000$$

Potência de Saída:

$$P_o := 1000$$

Tensão de Pico da Portadora:

$$V_p := 5$$

Ganho Estático do Inversor:

$$V_{opk} := 155$$

$$G_{est} := \frac{V_{opk}}{V_i}$$

$$G_{est} = 1.61458$$

$$V_{oefz} := \frac{V_{opk}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{oefz} = 109.60155$$

**Determinação da Razão Cíclica para o Máximo Ponto de Operação:**

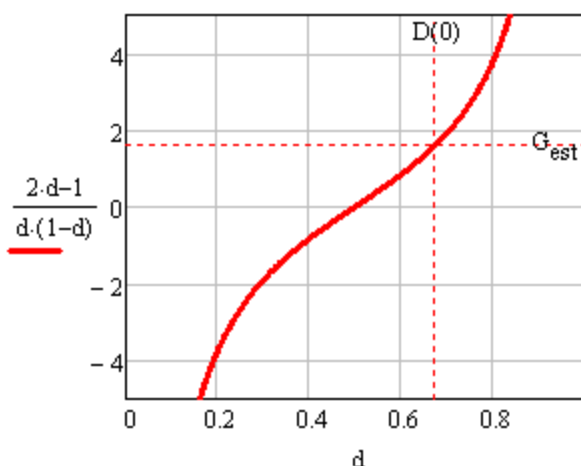
Given Utilizando a equação do ganho estático encontra-se a razão cíclica D.

$$D := 0.5$$

$$G = -G_{est} \cdot D^2 + D \cdot (G_{est} - 2) + 1$$

$$D(G) := \text{Find}(D)$$

$$D(0) = 0.67664$$



**Resistência de Carga:**

$$R_o := \frac{V_{oefz}^2}{P_o}$$

$$R_o = 12.0125$$



Tensão de Pico de Saída:

$$V_{\text{opk}} := \sqrt{2} \cdot V_{\text{oefz}}$$

$$V_{\text{opk}} = 155$$

Corrente Eficaz de Saída:

$$I_{\text{oefz}} := \frac{V_{\text{oefz}}}{R_o}$$

$$I_{\text{oefz}} = 9.12396$$

Corrente de Pico na Saída:

$$I_{\text{opk}} := \sqrt{2} \cdot I_{\text{oefz}}$$

$$I_{\text{opk}} = 12.90323$$

Índice de Modulação

Sabendo que o índice de modulação é definido por:

$$M := 2 \cdot D(0) - 1$$

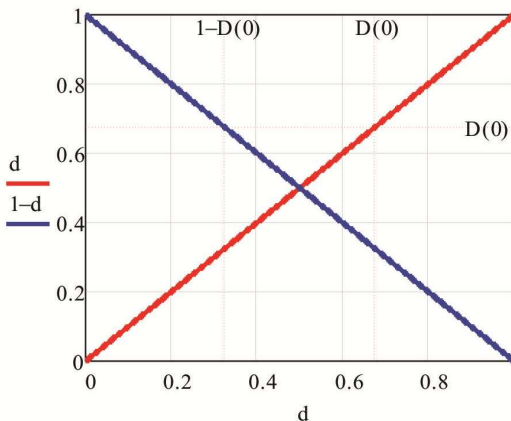
$$M = 0.35327$$

### Projeto dos Indutores das Células:

Com os parâmetros especificados e determinados anteriormente, especificam-se as indutâncias e capacitâncias das células de comutação.

Ondulação de Corrente nos Indutores das Células:

Sabendo que a ondulação do indutor L1 da célula é uma especificação de projeto tem-se o seguinte:



$$\Delta i_{L1} := D(0)$$

D(0)- é a razão cíclica obtida matematicamente para o ponto de operação.

$$F_{OI} := 100\%$$

$$\Delta i_{Lc} := F_{OI} I_{opk}$$

$$\Delta i_{Lc} = 12.90323$$

O cálculo do indutor L1 é dado por:

$$L_1 := \frac{V_i \cdot \Delta i_{L1}}{f_s \cdot \Delta i_{Lc}}$$

$$L_1 = 2.51708 \times 10^{-4}$$

Para o cálculo de L2 utiliza-se (1-D<sub>min</sub>), onde D<sub>min</sub>=1-D<sub>max</sub>. Em D(0), que é o D<sub>max</sub>, ocorre a máxima ondulação para o indutor L1 e a mínima para L2, isto pode ser observado no ábaco das ondulações de corrente. Como D<sub>min</sub> é igual a 1-D<sub>max</sub>, os valores de L1 e L2 são iguais.

$$D_{max} := D(0)$$

$$D_{min} := 1 - D_{max}$$

$$D_{min} = 0.32336$$

$$L_2 := \frac{V_i \cdot (1 - D_{min})}{f_s \cdot \Delta i_{Lc}}$$

$$L_2 = 2.51708 \times 10^{-4}$$

$$L_c := L_1$$

$$L_c = 2.51708 \times 10^{-4}$$

### **Projeto dos Capacitores das Células:**

Ondulação de Tensão nos Capacitores das Células:

$$F_{OT} := 300\%$$

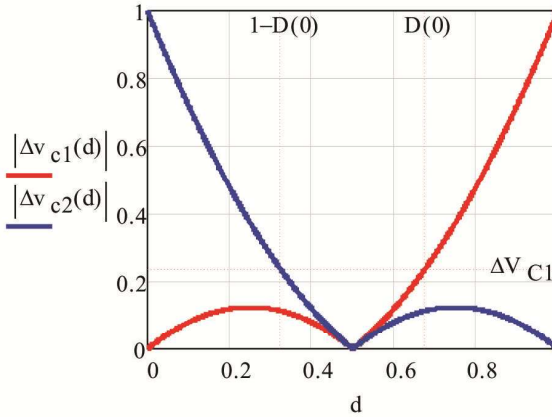
$$\Delta V_c := F_{OT} \cdot V_{opk}$$

$$\Delta V_c = 465$$

$$\Delta v_{c1}(d) := d \cdot (2 \cdot d - 1)$$

$$\Delta v_{c2}(d) := (1 - d) \cdot (2 \cdot d - 1)$$

$$\Delta V_{C1} := D(0) \cdot (2 \cdot D(0) - 1)$$



$$\Delta V_{C1} = 0.23904$$

Para determinar o valor do capacitor C1 procede-se da seguinte forma:

$$C_1 := \frac{I_{opk} \cdot \Delta V_{C1}}{M \cdot f_s \cdot \Delta V_c}$$

$$C_1 = 9.38793 \times 10^{-7}$$

A capacitância C2 é igual a capacitância C1. Ressalta-se que quando a ondulação de tensão em C1 é máxima, em C2 é mínima.

$$C_c := C_1$$

$$C_c = 9.38793 \times 10^{-7}$$

### Projeto do Filtro de Saída:

$$F_{OIf} := 25\%$$

$$\Delta i_{Lf} := F_{OIf} I_{opk}$$

$$\Delta i_{Lf} = 3.22581$$

Cálculo do Indutor:

$$L_f := \frac{V_i}{f_s \cdot \Delta i_{Lf}}$$

$$L_f = 1.488 \times 10^{-3}$$

Cálculo do Capacitor de Filtragem

$$F_{OVf} := 2.5\%$$

$$\Delta V_{Cf} := F_{OVf} V_{opk}$$

$$\Delta V_{Cf} = 3.875$$

$$C_f := \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i}{L_f \cdot \Delta V_{Cf} \cdot f_s^2}$$

$$C_f = 5.20291 \times 10^{-6}$$

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}$$

$$f_c = 1.80882 \times 10^3$$

## Apêndice C. Dimensionamento do Indutor de Saída $L_f$

A planilha a seguir apresenta o dimensionamento do indutor de saída  $L_f$ , com base no projeto proposto.



**Instituto de Eletrônica de  
Potência**

---

### **Dimensionamento do Indutor de Saída do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador**

#### **Dados do Projeto:**

Indutância desejada:

$$L_f := 1.5\text{mH}$$

Corrente eficaz e de pico:

$$I_{L_{\text{fef}}} := 9.18\text{A}$$

$I_{L_{\text{fp}}} := 14.2\text{A}$  Dados obtidos através da simulação para carga nominal.

Frequência de comutação:

$$f_s := 20 \cdot 10^3 \text{Hz}$$

#### **Especificações para o Projeto do Indutor:**

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.7$$

Densidade de Corrente:

$$J := 160 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fluxo máximo:

$$B_{\max} := 0.25 \text{ T}$$

Permissividade:

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

### Dimensionamento do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_f \cdot I_{Lfp} \cdot I_{Lfef}}{B_{\max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$A_e A_w = 69.834 \cdot \text{cm}^4$$

### Optou-se pelo ferrite e o modelo da Thorton E-65/33/26.

$$A_e := 19.35 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_w := 6.45 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 124.808 \cdot \text{cm}^4$$

comprimento médio de uma espira:

$$l_{me} := 23 \cdot \text{cm}$$

volume do núcleo:

$$V_e := 156.4 \cdot \text{cm}^3$$

### Número de Espiras:

$$N := \text{ceil} \left( \frac{L_f \cdot I_{Lfp}}{B_{\max} \cdot A_e} \right)$$

Espiras:

$$N = 45$$

### Dimensionamento do Entreferro:

$$\delta := \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_f}$$

$$\delta = 0.328265 \cdot \text{cm}$$

$$l_g := \frac{\delta}{2}$$

$$l_g = 0.1641325 \cdot \text{cm}$$

### **Dimensionamento do Fio Condutor:**

A área de cobre necessária para a corrente do indutor é:

$$S := \frac{I_{L\text{f}}}{J}$$

$$S = 0.057375 \cdot \text{cm}^2$$

A profundidade de penetração da corrente na frequência de operação é:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot 1 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}}$$

$$\Delta = 0.053033 \cdot \text{cm}$$

Que representa o seguinte diâmetro :

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta$$

$$d_{\text{max}} = 0.106066 \cdot \text{cm}$$

*Obs: Deve-se escolher um condutor com diametro menor que dmax!*

Fio escolhido AWG 23.

Seção do fio:

$$S_{\text{fio}} := 0.002582 \cdot \text{cm}^2$$

Seção do fio+isolamento:

$$S_{\text{fio\_isolado}} := 0.003221 \cdot \text{cm}^2$$

Resistividade (100°C) em cm do fio escolhido:

$$R_{\text{fio}} := 0.000561 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{S}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{cond}} = 23$$

**Possibilidade de Execução:**

$$Aw_{\min} := \frac{1 \cdot N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isolado}}}{K_w}$$

$$Aw_{\min} = 4.762 \cdot \text{cm}^2$$

$$\frac{Aw_{\min}}{A_w} = 0.738$$

**<1 ! Ok o projeto pode ser executado!**

**Comprimento do chicote:**

$$L_{\text{chicote}} := l_{\text{me}} \cdot N$$

$$L_{\text{chicote}} = 10.35 \text{ m}$$

**Calculo Térmico:**

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.025 \cdot \Omega$$

Perdas Joule:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{Lfe}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 2.127 \cdot \text{W}$$

Perdas magnéticas:

$$\Delta i L_f := 3.2 \text{ A}$$

$$A_e = 19.35 \cdot \text{cm}^2$$

$$\Delta B := L_f \cdot \frac{\Delta i L_f}{N \cdot A_e}$$

$$\Delta B = 0.055 \cdot \text{T}$$

$$g := 1 \frac{\text{kg}}{1000}$$



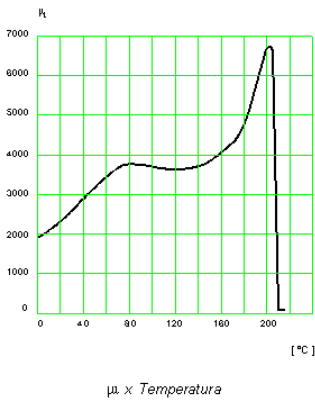
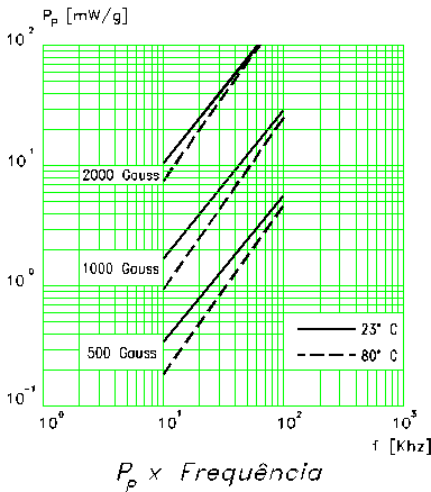
Os gráficos abaixo apresentam as curvas para o cálculo térmico do indutor de saída  $L_f$ .

MATERIAIS - IP12R

SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
mi	23 °C	2100 ±25%	---
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P <sub>P</sub>	2000 Gauss 20 KHz, 80 °C	20	mW/g
T <sub>C</sub>	---	≥ 210	°C
r	---	4800	Kg/m³

GRÁFICO 1

GRÁFICO 2



Do núcleo tem-se o seguinte peso por peça:

$m_n := 945g$

Para obter-se o parâmetro  $P_p$ , precisa-se de  $B$ , a ser utilizado no gráfico.

$$\Delta B := \frac{L_f \cdot \Delta i L_f}{A_e \cdot N}$$

$$\Delta B = 0.362 \cdot T$$

$$\frac{\Delta B}{2} = 0.181 \cdot T$$

$$\frac{\Delta B}{2} = 1.809 \times 10^{-3} \cdot G$$

OBS. 1 T é igual a 10000 Gauss, na figura deve-se utilizar a metade da variação do fluxo, no gráfico (Pp), devido as informações do gráfico que são relativas a esta.

Multiplica-se por 10000G e escolhe-se a curva para 1000Gauss no gráfico 1

Valor estendido da curva de 1000 Gauss na frequência de comutação.

$$P_p := 2 \cdot \frac{mW}{g}$$

$$P_{mg} := 4P_p \cdot m_n \quad \text{Utilizam-se 4 peças.}$$

$$P_{mg} = 7.56 \cdot W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$A_e A_w l_o := \frac{A_e \cdot A_w}{4 \text{ cm}}$$

$$A_e A_w l_o = 124.808$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot A_e A_w l_o^{-0.37} \cdot \frac{K}{W}$$

$$R_{nucleo} = 3.856 \cdot \frac{K}{W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T := (P_{cobre} + P_{mg}) \cdot R_{nucleo}$$

$$\Delta T = 55.745 \cdot K$$

$$\text{Kelvin} = 273.15 + \text{Celsius}$$

Temperatura inicial é de 25 graus celsius

Temperatura Final:

$$T_{inicial} := 298.15K$$

$$T_{final} := T_{inicial} + \Delta T$$

$$T_{final} = 353.895 K$$

$$T_{\text{final\_celsius}} := \frac{T_{\text{final}}}{K} - 273.15$$

$$T_{\text{final\_celsius}} = 80.745$$

Portanto serão utilizados dois indutores para as células de comutação, utilizando o núcleo do tipo NEE-65/33/26, IP12R.



## Apêndice D. Dimensionamento do Capacitor de Saída $C_f$

A planilha a seguir é referente ao dimensionamento do capacitor de saída  $C_f$ . Os gráficos são obtidos através dos *datasheets* fornecidos pelo fabricante.



**Instituto de Eletrônica de  
Potência**

---

### Dimensionamento do Capacitor de Saída do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador

#### Dados de Projeto:

$$C_f := 5.2 \mu\text{F}$$

$$I_{C_{fpk}} := 3\text{A}$$

$$I_{C_{efx}} := 0.95\text{A}$$

$$I_{C_{efx50\text{Hz}}} := 0.3$$

$$I_{C_{efx20\text{kHz}}} := 0.97\text{A}$$

Os valores afirmam que a maior componente harmônica de corrente é em 20Khz.

$$V_{C_{fpk}} := 162\text{V}$$

$$V_{C_{efx50\text{Hz}}} := 156\text{V}$$

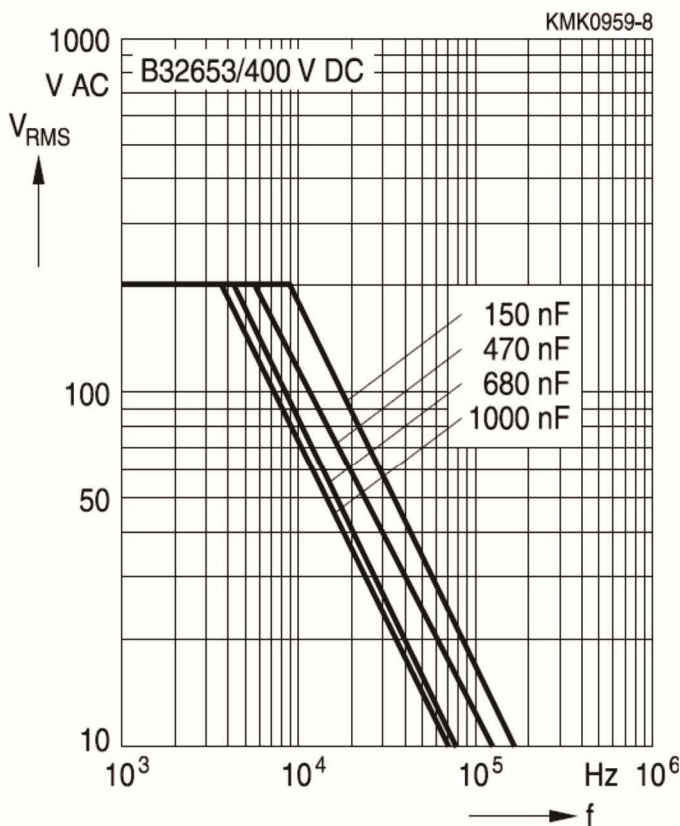
$$V_{C_{efx20\text{kHz}}} := 1.49\text{V}$$

$$\Delta V_{C_f} := 4\text{V}$$

Serão utilizados os capacitores da Epcos do tipo polipropileno, pois tem baixa resistência e atendem correntes eficazes maiores, além disso, tem um comportamento melhor em alta frequência.

Escohe-se o tipo de capacitor, a faixa de tensão (250-2000, dados no site). Com isso, escolhe-se o capacitor de 1000nF (5 no total), modelo B32653 400V DC- 200V AC e 2 capacitores de 0,1uF, modelo B32653 400V dc-200V ac.

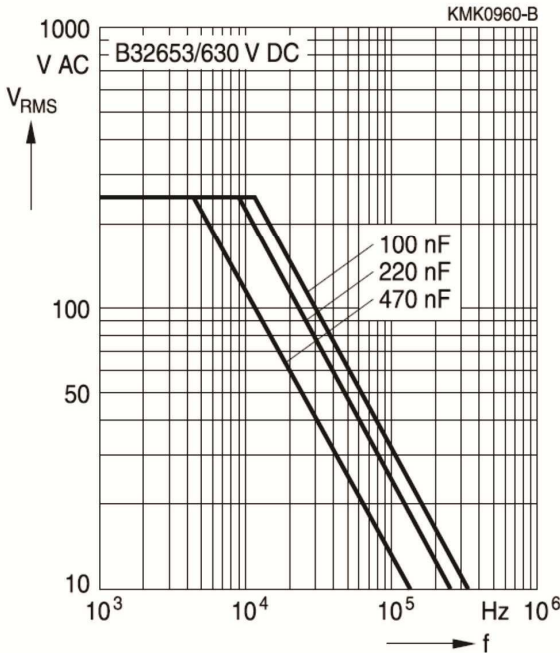
### 400 V DC/200 V AC



Para a frequência de comutação (20kHz), encontra-se a tensão eficaz relativa a capacitância de 1000nF. O que resulta em aproximadamente 35 Vrms, este dado é apenas para estimar a corrente em alta frequência, pois a tensão é para baixa frequência. A corrente eficaz que um capacitor na frequência de comutação suporta, é obtido a partir da impedância relativa a fs (frequência de comutação), 7,96Ohms. Este valor corresponde a uma corrente eficaz de 4,39A, segundo o gráfico acima, onde por simulação, a corrente eficaz na frequência de comutação é de 0,91A. Da mesma forma, em 60Hz, a corrente do gráfico é  $Z_{60Hz}=5307\text{Ohms}$  o que resulta em 0,07A para 200Vrms e por simulação é 0,3A, porém, serão associados 5 capacitores em paralelo de 1uF. No entanto, para atender o critério de capacitância, Cc (0,938μF), utilizam-se 5 associações paralelo de 1uF, a qual atende também (quando associados) a corrente em 60Hz. Para obter a capacitância de projeto serão incluídos mais 2 capacitores em paralelo de 0,1uF.

Para o capacitor de 0,1uF, utiliza-se a curva abaixo. A corrente em 20kHz é de (seguem os mesmos procedimentos para o cálculo da impedância e corrente anteriormente apresentados, 200Vrms - 79,61Ohms - 2,51A, logo, atende a corrente obtida na simulação para 20Khz (0,91). Com isso, obtém-se uma capacitância de 5,2μF.

### 630 V DC/250 V AC







## Apêndice E. Dimensionamento dos Indutores das Células de Comutação

A planilha abaixo apresenta o dimensionamento para as indutâncias das células de comutação  $L_1$  e  $L_2$ , de acordo com os requisitos de projeto propostos no Capítulo 6.



### Instituto de Eletrônica de Potência

---

#### Dimensionamento dos Indutores das Células de Comutação do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador

##### Dados do Projeto:

Indutância desejada:

$$L_c := 0.251 \text{ mH}$$

Corrente eficaz e de pico:

$$I_{L_{cef}} := 14 \text{ A}$$

$$I_{L_{cp}} := 35 \text{ A}$$

Dados obtidos através da simulação para carga nominal.

Frequência de comutação:

$$f_s := 20 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

##### Especificações para o Projeto do Indutor:

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.5$$

Densidade de Corrente:

$$J := 250 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fluxo máximo:

$$B_{\max} := 0.3T$$

Permissividade:

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m}$$

**Dimensionamento do Núcleo:**

$$A_e A_w := \frac{L_c \cdot I_{Lcp} \cdot I_{Lcef}}{B_{\max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$A_e A_w = 32.797 \cdot \text{cm}^4$$

**Optou-se pelo ferrite e o modelo da Thorton E-65/33/26.**

$$A_e := 10 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_w := 6 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 60 \cdot \text{cm}^4$$

comprimento médio de uma espira:

$$l_{me} := 23 \cdot \text{cm}$$

volume do núcleo:

$$V_e := 156.4 \cdot \text{cm}^3$$

**Número de Espiras:**

$$N := \text{ceil} \left( \frac{L_c \cdot I_{Lcp}}{B_{\max} \cdot A_e} \right)$$

Espiras:

$$N = 30$$

**Dimensionamento do Entreferro:**

$$\delta := \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_c}$$

$$\delta = 0.450587 \cdot \text{cm}$$

$$l_g := \frac{\delta}{2}$$

$$l_g = 0.2252935 \cdot \text{cm}$$

### Dimensionamento do Fio Condutor:

A área de cobre necessária para a corrente do indutor é:

$$S := \frac{I_{Lcef}}{J} \quad S = 0.056 \cdot \text{cm}^2$$

A profundidade de penetração da corrente na frequência de operação é:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot 1 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{\text{s}}}$$

$$\Delta = 0.053033 \cdot \text{cm}$$

Que representa o seguinte diâmetro:

$$d_{\max} := 2 \cdot \Delta$$

$$d_{\max} = 0.106066 \cdot \text{cm}$$

*Obs: Deve-se escolher um condutor com diametro menor que dmax!*

Fio escolhido AWG 21.

Seção do fio:

$$S_{\text{fio}} := 0.005176 \cdot \text{cm}^2$$

Seção do fio+isolamento:

$$S_{\text{fio\_isolado}} := 0.005004 \cdot \text{cm}^2$$

Resistividade (100°C) em cm do fio escolhido:

$$R_{\text{fio}} := 0.000561 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{S}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{cond}} = 11$$

**Possibilidade de Execução:**

$$Aw_{\min} := \frac{1 \cdot N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isolado}}}{K_w}$$

$$Aw_{\min} = 3.303 \cdot \text{cm}^2$$

$$\frac{Aw_{\min}}{Aw} = 0.55$$

**<1 ! Ok o projeto pode ser executado!**

**Comprimento do chicote:**

$$L_{\text{chicote}} := l_{\text{me}} \cdot N$$

$$L_{\text{chicote}} = 6.9 \text{ m}$$

**Cálculo Térmico:**

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.035 \cdot \Omega$$

Perdas Joule:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{Lcef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 6.897 \cdot \text{W}$$

Perdas magnéticas:

$$\Delta i_{\text{Lc}} := 14 \text{ A}$$

$$A_e = 10 \cdot \text{cm}^2$$

$$\Delta B := L_c \cdot \frac{\Delta i_{\text{Lc}}}{N \cdot A_e}$$

$$\Delta B = 0.117 \cdot \text{T}$$

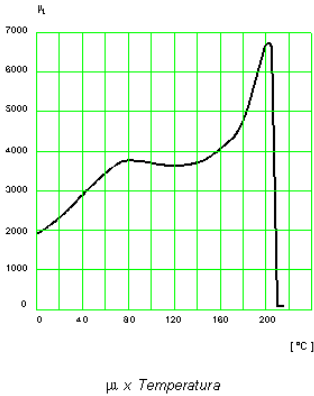
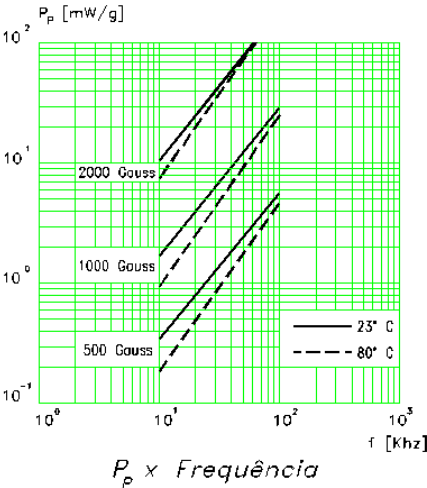
Os gráficos abaixo apresentam as curvas para o cálculo térmico dos indutores.

MATERIAIS - IP12R

SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
mi	23 °C	2100 ±25%	---
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P <sub>P</sub>	2000 Gauss 20 KHz, 80 °C	20	mW/g
T <sub>C</sub>	---	≥ 210	°C
r	---	4800	Kg/m³

GRÁFICO 1

GRÁFICO 2



$$g := 1 \frac{\text{kg}}{1000}$$

Do núcleo tem-se o seguinte peso por peça:

$$m_n := 193.5g$$

Para obter-se o parâmetro  $P_p$ , precisa-se de  $\mu_B$ , a ser utilizado no gráfico.

$$\Delta B := \frac{L_c \cdot \Delta i L_c}{A_e \cdot N}$$

$$\Delta B = 0.117 \cdot T$$

$$\frac{\Delta B}{2} = 0.059 \cdot T$$

$$\frac{\Delta B}{2} = 585.667 \cdot G$$

OBS. 1 T é igual a 10000

Gauss, na figura deve-se utilizar a metade da variação do fluxo, no gráfico (Pp), devido as informações do gráfico que são relativas a esta.

Multiplica-se por 10000G e escolhe-se a curva para 1000Gauss no gráfico 1

Para superdimensionar escolhe-se a curva de 1000Gauss

Valor estendido da curva de 1000 Gauss na frequência de comutação

$$P_p := 2.5 \cdot \frac{mW}{g}$$

$$P_{mg} := 4P_p \cdot m_h$$

$$P_{mg} = 1.935 \cdot W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$A_e A_{w_{lo}} := \frac{A_e \cdot A_w}{cm^4}$$

$$A_e A_{w_{lo}} = 60$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot A_e A_{w_{lo}}^{-0.37} \cdot \frac{K}{W}$$

$$R_{nucleo} = 5.056 \cdot \frac{K}{W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T := (P_{cobre} + P_{mg}) \cdot R_{nucleo} \quad P_{mg} = 1.935 m^2 \cdot kg \cdot s^{-3}$$

$$\Delta T = 44.656 \cdot K$$

Kelvin = 273.15 + Celsius

Temperatura inicial é de 25 graus celsius

Temperatura Final:

$$T_{inicial} := 298.15K$$

$$T_{final} := T_{inicial} + \Delta T$$

$$T_{final} = 342.806 K$$

$$T_{\text{final\_celsius}} := \frac{T_{\text{final}}}{K} - 273.15$$

$$T_{\text{final\_celsius}} = 69.656$$

Portanto serão utilizados dois indutores para as células de comutação, utilizando o núcleo do tipo NEE-65/33/26, IP12R.





## Apêndice F. Dimensionamento dos Capacitores das Células de Comutação

A próxima planilha é referente ao dimensionamento dos capacitores das células de comutação  $C_1$  e  $C_2$ .



**Instituto de Eletrônica de  
Potência**

---

### Dimensionamento dos Capacitores das Células de Comutação do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador

#### Dados do Projeto:

Valor da capacitância:

$$C_C := 0.938 \mu\text{F}$$

$$I_{C_{\text{cpk}}} := 15 \text{ A}$$

$$I_{C_{\text{cefx}}} := 15 \text{ A}$$

$$I_{C_{\text{cefx}60\text{Hz}}} := 0 \text{ A}$$

$$I_{C_{\text{cefx}20\text{kHz}}} := 3.07 \text{ A}$$

$$I_{C_{\text{cefx}40\text{kHz}}} := 7 \text{ A}$$

$$V_{C_{\text{cefx}}} := 82 \text{ V}$$

$$V_{C_{\text{cefx}60\text{Hz}}} := 77 \text{ V}$$

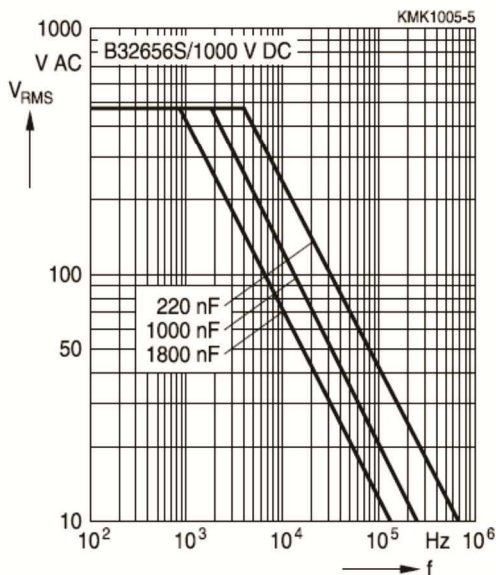
$$V_{C_{\text{cefx}20\text{kHz}}} := 26 \text{ V}$$

$$\Delta V_{C_C} := 500 \text{ V}$$

Serão utilizados os capacitores da Epcos do tipo polipropileno, pois tem baixa resistência e atendem correntes eficazes maiores, além disso apresenta um comportamento melhor em alta frequência.

Escohe-se, o tipo de capacitor, a faixa de tensão (250-2000, dados no site). Com isso, determina-se-se o capacitor de 680nF, modelo B32656S 1000V DC- 480V AC. O gráfico abaixo representa as curvas para o dimensionamento dos capacitores das células de comutação.

### 1000 V DC/480 V AC



Para a frequência de comutação (20kHz), encontra-se a tensão eficaz relativa a capacitância de 680nF (curva estimada no gráfico abaixo). O que resulta em aproximadamente 90 Vrms. A corrente eficaz que um capacitor destes suporta para a frequência de comutação é obtido a partir da impedância relativa a mesma, 11,7 Ohms. Este valor corresponde a uma corrente eficaz de 7,69A, sendo que a corrente em 20Khz obtida em simulação é de 6,67A. No entanto, para atender o critério de capacitância,  $C_c$  (0,938 $\mu$ F), utilizam-se 3 associações paralela, de dois capacitores em série. Com isso, tem-se uma capacitância de 1,02 $\mu$ F. Em 40kHz o critério da corrente foi atendida ( $Z=5,85$  Ohms).

Portanto, serão utilizados 12 capacitores nas células de comutação, sendo 6 para cada braço, modelo B32656 680nF 1250Vdc-500Vac.

**B32656S 680nF 1000Vdc-480Vac**

## Apêndice G. Implementação da Função de Linearização no Microcontrolador

A função de linearização e o modulador foram implementados no microcontrolador PIC-18F2331. O programa é feito na linguagem C, utilizando o compilador CCS e o MPLab para a comunicação com o gravador. A função de linearização é gerada em um *software* externo (Excel) e armazenada no vetor definido no programa. Com isso, o tempo de processamento é menor em relação a função matemática de  $F(t)$ .

```
// Programa
#include <18F2331.h>                                // carrega
biblioteca do PIC 2331
#include <delay.h>                                    // seta o
clock, de acordo com o cristal utilizado
#include <fuses.h>
NOWDT,NOPUT,NOBROWNOUT,NOLVP,NOMCLR,HS,NOPROTE
CT,NOCPD //configura os fuses que são utilizados no programa
#include <math.h>

#define CANAL_Q    0

void main()
{

    int q=0;
    long int Vref=0;
    int flag = 0;
    int*vetor[256]={ 65,
65,66,66,66,66,67,67,67,68,68,68,69,69,69,70,70,70,71,71,71,72,72,72,
73,73,73,74,74,74,75,75,76,76,76,77,77,78,78,78,79,79,80,80,80,81,81,
82,82,82,83,83,84,84,85,85,86,86,86,87,87,88,88,89,89, 90,90,91,91,92,
92,93,93,94,94,95,95,96,96,97,97,98,98,99,99,100,101,101,102,102,103
103,104,104,105,106,106,107,107,108,108,109,110,110,111,111,112,11
3,113,114,114,115,116,116,117,117,118,119,119,120,120,121,122,122,
123,123,124,125,125,126,127,127,128,128,129,130,130,131,131,132,13
```

3,133,134,134,135,136,136,137,137,138,139,139,140,140,141,142,142,  
 143,143,144,144,145,146,146,147,147,148,148,149,149,150,151,151,  
 152,152,153,153,154,154,155,155,156,156,157,157,158,158,159,159,16  
 0,160,161,161,162,162,163,163,164,164,164,165,165,166,166,167,167,  
 168,168,168,169,169,170,170,170,171,171,172,172,172,173,173,174,17  
 4,174,175,175,176,176,176,177,177,177,178,178,178,179,179,179,180,  
 180,180,181,181,181,182,182,182,183,183,183,184,184,184,184,185,18  
 5

```
};
```

```

    setup_adc_ports(sAN0);                //seta o pino AN0
como conversor A/D
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);          //configura o
clock do A/D
    enable_interrupts(GLOBAL);
    setup_power_pwm_pins(PWM_COMPLEMENTARY,
PWM_COMPLEMENTARY, PWM_OFF, PWM_OFF);
    setup_power_pwm(PWM_CLOCK_DIV_4      |
PWM_FREE_RUN | PWM_DEAD_CLOCK_DIV_4,1,0,250,0,1,0);
    while(true)
    {

        set_adc_channel(CANAL_Q);
        q = read_adc();

        if(flag)
        {
            output_low(PIN_B7);
            flag = 0;
        }
        else
        {
            output_high(PIN_B7);
            flag = 1;
        }
        Vref = (4*votor[255-q]);
        set_power_pwm2_duty(Vref); // x=0,2,4,6
        set_power_pwm0_duty(Vref);
    }
}

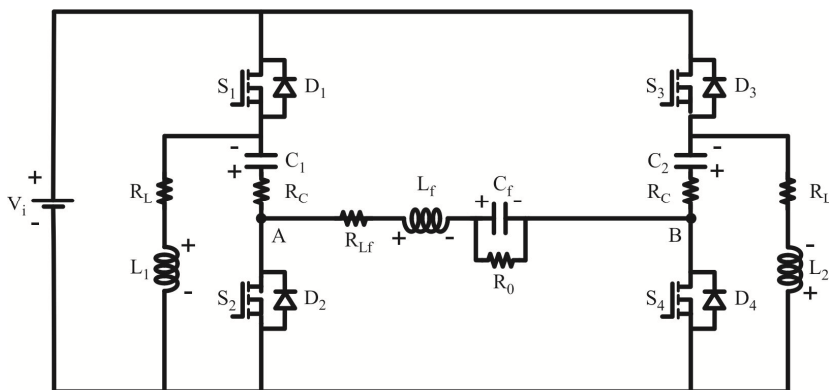
```

## Apêndice H. Modelagem do Novo Conversor Considerando as Resistências nos Indutores e Capacitores

A planilha a seguir é o resultado da modelagem considerando as resistências nos indutores e capacitores do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.

Devido ao volume e extensão da análise envolvida, o equacionamento se dá a partir da obtenção dos termos do numerador e denominador da função de transferência. A função obtida é a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica de operação, tendo em vista que o controle é implementado para a regulação de  $v_0(t)$ .

Por simplificação as resistências nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são iguais, assim como, as resistências de  $C_1$  e  $C_2$ . Na Figura H.1 está o circuito considerado para a modelagem. As etapas de operação são iguais as descritas no Capítulo 3.



**Figura H.1 – Circuito do novo conversor considerando as resistências nos indutores e capacitores.**

Esta análise é utilizada para o projeto do controlador. Com a obtenção dos coeficientes da função de transferência e todos os parâmetros definidos, implementa-se a função de laço aberto no Matlab e a partir deste obtém-se o ganho e a alocação das frequências dos pólos do controlador.



## Instituto de Eletrônica de Potência

### Modelagem Considerando as Resistências nos Indutores e Capacitores do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador

#### Perdas:

$$R_a(R_c, R_L, R_{Lf}, D) := R_L + R_c$$

$$R_x(R_c, R_L, R_{Lf}, D) := R_c + R_{Lf}$$

$$R_z(R_c, R_L, R_{Lf}, D) := (2 \cdot D - 1) \cdot \left[ D^2 \cdot (R_L - R_c) + D \cdot R_c + (1 - D) \cdot R_L \right]$$

#### Equações:

$$A(V_i, I_o, L_c, C_c, L_f, C_f, R_c, R_L, R_{Lf}, R_o, D, x) := x \cdot L_c + \left[ R_L + R_c \cdot (1 - D) \right]$$

$$B(V_i, I_o, L_c, C_c, L_f, C_f, R_c, R_L, R_{Lf}, R_o, D, x) := x \cdot C_c + \frac{(1 - D)^2}{x \cdot L_c + \left[ R_L + R_c \cdot (1 - D) \right]}$$

$$C(V_i, I_o, L_c, C_c, L_f, C_f, R_c, R_L, R_{Lf}, R_o, D, x) := x \cdot L_c + (R_L + R_c \cdot D)$$

$$E(V_i, I_o, L_c, C_c, L_f, C_f, R_c, R_L, R_{Lf}, R_o, D, x) := x \cdot C_c + \frac{D^2}{x \cdot L_c + (R_L + R_c \cdot D)}$$

#### Produto AB:

$$C_c \cdot L_c \cdot x^2 + (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \cdot x + D^2 - 2 \cdot D + 1$$

#### Produto CE:

$$C_c \cdot L_c \cdot x^2 + (C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c) \cdot x + D^2$$

#### **O numerador da planta é dado por:**

Nas equações a variável "x" representa o domínio da frequência "s".

$$n(x) = \left[ \frac{1}{D \cdot (1-D)} + \frac{D}{a_1} + \frac{1-D}{b_1} \right] \cdot V_i \dots$$

$$+ I_o \cdot \left[ \frac{(1-D) \cdot b}{D \cdot b_1} - \frac{D \cdot a}{(1-D) \cdot a_1} \dots \right.$$

$$+ \frac{R_L \cdot (1-D)^2}{D \cdot b_1} - \frac{R_L \cdot (D)^2}{(1-D) \cdot a_1} \dots$$

$$\left. + \frac{-(2 \cdot D - 1) \cdot [D^2 \cdot (R_L - R_C) + D \cdot R_C + (1-D) \cdot R_L]}{D^2 \cdot (1-D)^2} \right]$$

**Enquanto o denominador de vo/d é definido pela seguinte expressão:**

$$d(x) = \left[ (e) + \frac{a \cdot D^2}{a_1} + \frac{(1-D)^2 \cdot b}{b_1} \right] \cdot \frac{(c)}{R_o} + 1$$

**Denomina-se como sendo a função vo(s)/d(s):**

$$y(x) = \frac{R_o \cdot \left[ D^2 \cdot V_i \cdot a_1 - 3 \cdot D^3 \cdot V_i \cdot a_1 + 3 \cdot D^4 \cdot V_i \cdot a_1 - D^5 \cdot V_i \cdot a_1 \dots \right.}{D^2 \cdot (D-1)^2 \cdot \left( R_o \cdot a_1 \cdot b_1 + a_1 \cdot b \cdot c + a_1 \cdot b_1 \cdot c \cdot e - 2 \cdot D \cdot a_1 \cdot b \cdot c + D^2 \cdot a \cdot b_1 \cdot c + D^2 \cdot a_1 \cdot b \cdot c \right)}$$

$$+ D^3 \cdot V_i \cdot b_1 - 2 \cdot D^4 \cdot V_i \cdot b_1 + D^5 \cdot V_i \cdot b_1 + D \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \dots$$

$$+ D \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b + D \cdot V_i \cdot a_1 \cdot b_1 + I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 - 4 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \dots$$

$$+ 6 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 - 4 \cdot D^4 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 + D^5 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \dots$$

$$+ D^4 \cdot (-I_o) \cdot R_L \cdot b_1 + D^5 \cdot I_o \cdot R_L \cdot b_1 - 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b - D^3 \cdot I_o \cdot a \cdot b_1 \dots$$

$$+ 3 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b + D^4 \cdot I_o \cdot a \cdot b_1 - D^4 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b - D^2 \cdot V_i \cdot a_1 \cdot b_1 \dots$$

$$+ 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 - 2 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 - 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_C \cdot a_1 \cdot b_1 \dots$$

$$+ 2 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_C \cdot a_1 \cdot b_1 - 3 \cdot D \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 + D \cdot I_o \cdot R_C \cdot a_1 \cdot b_1$$

**Onde:**

$$a(x) = x \cdot L_c + [R_L + R_C \cdot (1-D)]$$

$$a_1(x) = C_c \cdot L_c \cdot x^2 \dots$$

$$+ (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_C - C_c \cdot D \cdot R_C) \cdot x + D^2 - 2 \cdot D + 1$$

$$b(x) = x \cdot L_c + (R_L + R_C \cdot D)$$

$$b_1(x) = [C_c \cdot L_c \cdot x^2 + (C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_C) \cdot x + D^2]$$

$$c(x) = x \cdot C_f \cdot R_o + 1$$

$$e(x) = x \cdot L_f + R_c + R_L f$$

$$k_{planta1} = \frac{R_o}{D^2 \cdot (D - 1)^2}$$

**Termos do Numerador:**

$$\left( \begin{aligned} &D^2 \cdot V_i \cdot a_1 - 3 \cdot D^3 \cdot V_i \cdot a_1 + 3 \cdot D^4 \cdot V_i \cdot a_1 - D^5 \cdot V_i \cdot a_1 \dots \\ &+ D^3 \cdot V_i \cdot b_1 - 2 \cdot D^4 \cdot V_i \cdot b_1 + D^5 \cdot V_i \cdot b_1 + D \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \dots \\ &+ D \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b + D \cdot V_i \cdot a_1 \cdot b_1 + I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 - 4 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \dots \\ &+ 6 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 - 4 \cdot D^4 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 + D^5 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 - D^4 \cdot I_o \cdot R_L \cdot b_1 \dots \\ &+ D^5 \cdot I_o \cdot R_L \cdot b_1 - 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b - D^3 \cdot I_o \cdot a \cdot b_1 + 3 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b \dots \\ &+ D^4 \cdot I_o \cdot a \cdot b_1 - D^4 \cdot I_o \cdot a_1 \cdot b - D^2 \cdot V_i \cdot a_1 \cdot b_1 + 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 \dots \\ &+ 2 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_c \cdot a_1 \cdot b_1 - 2 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 - 3 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_c \cdot a_1 \cdot b_1 - 3 \cdot D \cdot I_o \cdot R_L \cdot a_1 \cdot b_1 + D \cdot I_o \cdot R_c \cdot a_1 \cdot b_1 \dots \end{aligned} \right)$$

Simplificando os termos da 1 linha tem-se:

$$\begin{aligned} &\left[ -C_c \cdot D^2 \cdot L_c \cdot V_i \cdot (D^3 - D^2 + 3 \cdot D - 1) \right] \cdot x^2 \dots \\ &+ \left[ -C_c \cdot D^2 \cdot V_i \cdot (D - 1)^3 \cdot (R_L + R_c - D \cdot R_c) \right] \cdot x \dots \\ &+ \left[ -D^2 \cdot V_i \cdot (D - 1)^5 \right] \end{aligned}$$

Simplificando os termos da 2 linha tem-se:

$$\begin{aligned} &\left[ C_c \cdot D \cdot L_c \cdot (V_i \cdot D^4 - 2 \cdot V_i \cdot D^3 + V_i \cdot D^2 + I_o \cdot R_L) \right] \cdot x^2 \dots \\ &+ \left[ C_c \cdot D^3 \cdot V_i \cdot (D - 1)^2 \cdot (R_L + D \cdot R_c) + D \cdot I_o \cdot R_L \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \right] \cdot x \dots \\ &+ D \cdot (D - 1)^2 \cdot (V_i \cdot D^4 + I_o \cdot R_L) \end{aligned}$$

Resultado da 1 e 2 linha simplificada:

$$\begin{aligned} &C_c \cdot D \cdot L_c \cdot (V_i \cdot D - 2 \cdot V_i \cdot D^2 - V_i \cdot D^3 + I_o \cdot R_L) \cdot x^2 \dots \\ &+ \left[ C_c \cdot D^2 \cdot V_i \cdot (D - 1)^2 \cdot (2 \cdot R_c \cdot D^2 - 2 \cdot R_c \cdot D + R_L + R_c) \dots \right. \\ &\quad \left. + D \cdot I_o \cdot R_L \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \right] \cdot x \dots \\ &+ D \cdot (D - 1)^2 \cdot (3 \cdot V_i \cdot D^3 - 3 \cdot V_i \cdot D^2 + V_i \cdot D + I_o \cdot R_L) \end{aligned}$$

Simplificando os termos da 3 linha tem-se:



$$\begin{aligned}
& \left( C_c^2 \cdot D \cdot L_c^2 \cdot V_i + C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \right) \cdot x^4 \dots \\
& + \left[ C_c \cdot L_c \cdot \left( 2 \cdot C_c \cdot I_o \cdot R_L^2 + D \cdot I_o \cdot L_c + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L \cdot V_i + C_c \cdot D \cdot R_c \cdot V_i + C_c \cdot I_o \cdot R_L \cdot R_c \right) \right] \cdot x^3 \dots \\
& + \left[ D \cdot I_o \cdot \left[ L_c \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) + C_c \cdot L_c \cdot \left( R_L + D \cdot R_c \right) \right] \dots \right. \\
& \quad + D \cdot V_i \cdot \left[ \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
& \quad \quad \left. \left. + C_c \cdot D^2 \cdot L_c + C_c \cdot L_c \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \right. \\
& \quad + I_o \cdot R_L \cdot \left[ \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
& \quad \quad \left. \left. + C_c \cdot D^2 \cdot L_c + C_c \cdot L_c \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \right. \\
& \quad + D \cdot I_o \cdot \left[ L_c \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) + \left( R_L + D \cdot R_c \right) \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] \dots \\
& \quad + D \cdot V_i \cdot \left[ D^2 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) + \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \\
& \quad + I_o \cdot R_L \cdot \left[ D^2 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) + \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \\
& \quad \left. + (-4) \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] \cdot x^2 \dots \\
& + D \cdot (D-1)^2 \cdot \left( I_o \cdot R_L + D^2 \cdot V_i - 3 \cdot D \cdot I_o \cdot R_L + D \cdot I_o \cdot R_c \right)
\end{aligned}$$

Simplificando os termos da 4 linha tem-se:

$$\begin{aligned}
& C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_L \cdot (D-2) \cdot (D-3) \cdot x^2 \dots \\
& + \left[ C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot \left( 6 \cdot R_L + 6 \cdot R_c - 5 \cdot D \cdot R_L - 10 \cdot D \cdot R_c + D^2 \cdot R_L + 4 \cdot D^2 \cdot R_c - D^3 \cdot R_c \right) \right] \cdot x \dots \\
& + D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 2 \right) \cdot \left( D^2 - 5 \cdot D + 3 \right)
\end{aligned}$$

Simplificando os termos da 5 linha tem-se:

$$\begin{aligned}
& \left( 2 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c^2 - 3 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \right) \cdot x^3 \dots \\
& + \left[ C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c \cdot \left( 4 \cdot D \cdot R_L - 3 \cdot R_c - 6 \cdot R_L + 2 \cdot D \cdot R_c + D^3 \cdot R_L \right) \right] \cdot x^2 \dots \\
& + \left[ D^2 \cdot I_o \cdot \left( C_c \cdot D^4 \cdot R_L \cdot R_c + C_c \cdot D^3 \cdot R_L^2 - 2 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot R_c^2 + 2 \cdot L_c \cdot D^3 \dots \right. \right. \\
& \quad + 5 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot R_c^2 - 9 \cdot L_c \cdot D^2 + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L^2 \dots \\
& \quad + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot C_c \cdot D \cdot R_c^2 \dots \\
& \quad \left. \left. + 9 \cdot L_c \cdot D - 3 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 3 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot L_c \right) \right] \cdot x \dots \\
& + D^2 \cdot I_o \cdot (D-1) \cdot \left( 3 \cdot R_L - 6 \cdot D \cdot R_L + 3 \cdot D \cdot R_c + 3 \cdot D^2 \cdot R_L \dots \right. \\
& \quad \left. + D^3 \cdot R_L + D^4 \cdot R_L - 6 \cdot D^2 \cdot R_c + 4 \cdot D^3 \cdot R_c \right)
\end{aligned}$$

Resultado da 3, 4 e 5 linha simplificada:

$$\begin{aligned}
 & \left( C_c^2 \cdot D \cdot L_c^2 \cdot V_i + C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \right) \cdot x^4 \dots \\
 & + \left[ C_c \cdot L_c \left( 2 \cdot C_c \cdot I_o \cdot R_L^2 + D \cdot I_o \cdot L_c + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L \cdot V_i \dots \right) \right. \\
 & \quad \left. + C_c \cdot D \cdot R_c \cdot V_i \dots \right. \\
 & \quad \left. + C_c \cdot I_o \cdot R_L \cdot R_c \right. \\
 & \quad \left. + \left( 2 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c^2 - 3 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \right) \right] \cdot x^3 \dots \\
 & + \left[ D \cdot I_o \left[ L_c \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) + C_c \cdot L_c \left( R_L + D \cdot R_c \right) \right] \dots \right. \\
 & \quad + D \cdot V_i \left[ \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. + C_c \cdot D^2 \cdot L_c + C_c \cdot L_c \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right. \\
 & \quad + I_o \cdot R_L \left[ \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. + C_c \cdot D^2 \cdot L_c + C_c \cdot L_c \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \\
 & \quad + (-4) \cdot C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_L \dots \\
 & \quad + C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c \cdot R_L \cdot (D - 2) \cdot (D - 3) \dots \\
 & \quad + C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c \left( 4 \cdot D \cdot R_L - 3 \cdot R_c - 6 \cdot R_L + 2 \cdot D \cdot R_c + D^3 \cdot R_L \right) \left. \right] \cdot x^2 \dots \\
 & + \left[ D \cdot I_o \left[ L_c \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) + \left( R_L + D \cdot R_c \right) \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] \dots \right. \\
 & \quad + D \cdot V_i \left[ D^2 \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. + \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right. \\
 & \quad + I_o \cdot R_L \left[ D^2 \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. + \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right) \right] \dots \\
 & \quad + (-4) \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \left. \right] \cdot x \dots \\
 & + \left[ C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \left( 6 \cdot R_L + 6 \cdot R_c - 5 \cdot D \cdot R_L - 10 \cdot D \cdot R_c \dots \right) \right. \\
 & \quad \left. + D^2 \cdot R_L + 4 \cdot D^2 \cdot R_c - D^3 \cdot R_c \right] \dots \\
 & + \left[ D^2 \cdot I_o \left( C_c \cdot D^4 \cdot R_L \cdot R_c + C_c \cdot D^3 \cdot R_L^2 - 2 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot R_c^2 \dots \right. \right. \\
 & \quad + 2 \cdot L_c \cdot D^3 + 5 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot R_c^2 - 9 \cdot L_c \cdot D^2 + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L^2 \dots \\
 & \quad + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot C_c \cdot D \cdot R_c^2 \dots \\
 & \quad \left. + 9 \cdot L_c \cdot D - 3 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 3 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot L_c \right) \left. \right] \dots \\
 & + \left[ D \cdot (D - 1)^2 \cdot \left( I_o \cdot R_L + D^2 \cdot V_i - 3 \cdot D \cdot I_o \cdot R_L + D \cdot I_o \cdot R_c \right) \dots \right. \\
 & \quad + D^3 \cdot I_o \cdot R_L \left( D^2 - 2 \cdot D + 2 \right) \left( D^2 - 5 \cdot D + 3 \right) \dots \\
 & \quad \left. + D^2 \cdot I_o \cdot (D - 1) \left( 3 \cdot R_L - 6 \cdot D \cdot R_L + 3 \cdot D \cdot R_c + 3 \cdot D^2 \cdot R_L + D^3 \cdot R_L + D^4 \cdot R_L - 6 \cdot D^2 \cdot R_c + 4 \cdot D^3 \cdot R_c \right) \right]
 \end{aligned}$$

Simplificando os termos da 6 linha:

$$\begin{aligned}
 & \left( 3 \cdot C_c^2 \cdot D^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L - C_c^2 \cdot D^2 \cdot L_c^2 \cdot V_i \right) \cdot x^4 \dots \\
 & + \left[ -C_c^2 \cdot D^2 \cdot L_c \cdot (2 \cdot R_L + R_c) \cdot (V_i - 3 \cdot I_o \cdot R_L) \right] \cdot x^3 \dots \\
 & + \left[ -C_c \cdot D^2 \cdot (V_i - 3 \cdot I_o \cdot R_L) \cdot \left( 2 \cdot L_c \cdot D^2 - C_c \cdot D^2 \cdot R_c^2 \dots \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + C_c \cdot D \cdot R_c^2 - 2 \cdot L_c \cdot D + C_c \cdot R_L^2 + C_c \cdot R_L \cdot R_c + L_c \right) \right] \cdot x^2 \dots \\
 & + \left( 2 \cdot D^5 \cdot I_o \cdot L_c - D^4 \cdot I_o \cdot L_c - C_c \cdot D^2 \cdot R_L \cdot V_i \dots \right. \\
 & \quad + 2 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot R_L \cdot V_i - 2 \cdot C_c \cdot D^4 \cdot R_L \cdot V_i - C_c \cdot D^3 \cdot R_c \cdot V_i \dots \\
 & \quad + C_c \cdot D^4 \cdot R_c \cdot V_i + 3 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot I_o \cdot R_L^2 - 6 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L^2 + 6 \cdot C_c \cdot D^4 \cdot I_o \cdot R_L^2 \dots \\
 & \quad \left. + 3 \cdot C_c \cdot D^3 \cdot I_o \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot C_c \cdot D^4 \cdot I_o \cdot R_L \cdot R_c \right) \cdot x \dots \\
 & + D^6 \cdot I_o \cdot [R_L - R_c \cdot (D - 1)] - D^4 \cdot V_i \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \dots \\
 & + 3 \cdot D^4 \cdot I_o \cdot R_L \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) - D^4 \cdot I_o \cdot (R_L + D \cdot R_c) \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1)
 \end{aligned}$$

Simplificando os termos da 7 linha:

$$\begin{aligned}
 & \left[ \left( C_c^2 \cdot D \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_c - 2 \cdot C_c^2 \cdot D^3 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \right) \dots \right] \cdot x^4 \dots \\
 & + \left[ \left[ -C_c^2 \cdot D \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot (3 \cdot R_c \cdot D - 2 \cdot R_c \cdot D^2 + 3 \cdot R_L) \right] \right] \cdot x^3 \dots \\
 & + \left[ \left[ C_c^2 \cdot D \cdot I_o \cdot L_c \cdot (2 \cdot R_L + R_c) \cdot (R_c - 2 \cdot D^2 \cdot R_L) \right] \dots \right. \\
 & \quad \left. + \left[ -C_c^2 \cdot D \cdot I_o \cdot L_c \cdot (2 \cdot R_L + R_c) \cdot (3 \cdot R_c \cdot D - 2 \cdot R_c \cdot D^2 + 3 \cdot R_L) \right] \right] \cdot x^2 \dots \\
 & + \left[ \left[ C_c \cdot D \cdot I_o \cdot (R_c - 2 \cdot D^2 \cdot R_L) \cdot \left( 2 \cdot L_c \cdot D^2 - C_c \cdot D^2 \cdot R_c^2 + C_c \cdot D \cdot R_c^2 - 2 \cdot L_c \cdot D \dots \right) \dots \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + C_c \cdot R_L^2 + C_c \cdot R_L \cdot R_c + L_c \right) \right] \dots \\
 & \quad + \left[ -C_c \cdot D \cdot I_o \cdot (3 \cdot R_c \cdot D - 2 \cdot R_c \cdot D^2 + 3 \cdot R_L) \cdot \left( 2 \cdot L_c \cdot D^2 - C_c \cdot D^2 \cdot R_c^2 + C_c \cdot D \cdot R_c^2 \dots \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + 2 \cdot L_c \cdot D + C_c \cdot R_L^2 + C_c \cdot R_L \cdot R_c + L_c \right) \right] \dots \right] \cdot x \dots \\
 & + \left[ C_c \cdot D \cdot I_o \cdot (R_c - 2 \cdot D^2 \cdot R_L) \cdot (R_L - 2 \cdot D \cdot R_L + D \cdot R_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_L - D^2 \cdot R_c) \dots \right. \\
 & \quad + \left[ -C_c \cdot D \cdot I_o \cdot (3 \cdot R_c \cdot D - 2 \cdot R_c \cdot D^2 + 3 \cdot R_L) \cdot (R_L - 2 \cdot D \cdot R_L + D \cdot R_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_L - D^2 \cdot R_c) \right] \dots \right] \cdot x \dots \\
 & + \left[ D^3 \cdot I_o \cdot R_c \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) - 2 \cdot D^5 \cdot I_o \cdot R_L \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \dots \right. \\
 & \quad \left. + \left[ -D^3 \cdot I_o \cdot (D - 1)^2 \cdot (3 \cdot R_c \cdot D - 2 \cdot R_c \cdot D^2 + 3 \cdot R_L) \right] \right]
 \end{aligned}$$

**EQUAÇÃO DO DENOMINADOR:**

$$d(x) = \overset{1}{R_0} \cdot \overset{2}{a_1} \cdot \overset{3}{b_1} \cdot c + \overset{4}{a_1} \cdot \overset{5}{b_1} \cdot c \cdot e + \overset{6}{a_1} \cdot b_1 \cdot c \cdot e - 2 \cdot D \cdot a_1 \cdot b_1 \cdot c + D^2 \cdot a_1 \cdot b_1 \cdot c$$

Dividindo os termos do denominador, tem-se a seguir o resultado do 1, 2 e 3 termos:

$$\begin{aligned}
& C_c^2 C_f I_c^2 I_f R_0 x^6 \dots \\
& + C_c^2 I_c \left( I_c I_f + 2 C_f I_f R_L R_0 + C_f I_c R_c R_0 + C_f I_f R_c R_0 + C_f I_c R_0 R_L \right) x^5 \dots \\
& + \left[ C_c^2 I_c^2 R_0 \dots \right. \\
& \quad + C_c C_f I_c^2 R_0 \dots \\
& \quad + \left[ I_f \left[ C_c I_c + C_f R_0 (C_c R_L + C_c DR_c) \right] \dots \right] \left( C_c R_L \dots \right. \\
& \quad \left. \left[ + C_c C_f I_c R_0 (R_c + R_L) \right] \left( C_c R_c - C_c DR_c \right) \right) \dots \\
& \quad + C_c I_c \left[ (R_c + R_L) \left[ C_c I_c + C_f R_0 (C_c R_L + C_c DR_c) \right] \dots \right] \dots \\
& \quad \left. \left[ + I_f \left( C_f R_0 D^2 + C_c R_c D + C_c R_L \right) \right] \right. \\
& \quad \left. + C_c C_f I_c I_f R_0 (D^2 - 2D + 1) \right] \dots \left. \right] x^4 \dots \\
& + \left[ R_0 \left[ C_c I_c (C_c R_L + C_c DR_c) + C_c I_c (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) \right] \dots \right. \\
& \quad + C_c I_c \left[ I_c + C_f R_0 (R_L + DR_c) \right] + C_f I_c R_0 \left( C_c R_L \dots \right. \\
& \quad \left. \left( C_c R_c - C_c DR_c \right) \right) \dots \\
& \quad + (R_c + R_L) \left[ C_c I_c \dots \right. \\
& \quad \left. \left[ + C_f R_0 (C_c R_L + C_c DR_c) \right] \dots \right] \left( C_c R_L \dots \right. \\
& \quad \left. \left( C_c R_c - C_c DR_c \right) \right) \dots \\
& \quad + I_f \left( C_f R_0 D^2 \dots \right. \\
& \quad \left. \left. + C_c R_c D + C_c R_L \right) \right] \dots \\
& \quad + I_f \left[ C_c I_c \dots \right. \\
& \quad \left. \left[ + C_f R_0 (C_c R_L + C_c DR_c) \right] \dots \right] (D^2 - 2D + 1) \dots \\
& \quad + C_c C_f I_c R_0 (R_c + R_L) \dots \\
& \quad + C_c I_c \left[ (R_c + R_L) \left( C_f R_0 D^2 + C_c R_c D + C_c R_L \right) + D^2 I_f \right] \dots \\
& + R_0 \left[ (C_c R_L + C_c DR_c) (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) + C_c D^2 I_c + C_c I_c (D^2 - 2D + 1) \right] \dots \left. \right] x^2 \dots \\
& + \left[ I_c + C_f R_0 (R_L + DR_c) \right] (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) + C_c I_c (R_L + DR_c) + C_f I_c R_0 (D^2 - 2D + 1) \dots \\
& + \left[ (R_c + R_L) \left[ C_c I_c + C_f R_0 (C_c R_L + C_c DR_c) \right] \dots \right] (D^2 - 2D + 1) \dots \\
& \quad + I_f \left( C_f R_0 D^2 + C_c R_c D + C_c R_L \right) \dots \\
& \quad + \left[ (R_c + R_L) \left( C_f R_0 D^2 + C_c R_c D + C_c R_L \right) + D^2 I_f \right] (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) + C_c D^2 I_c (R_c + R_L) \dots \left. \right] x \dots \\
& + R_0 \left[ D^2 (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) + (C_c R_L + C_c DR_c) (D^2 - 2D + 1) \right] \dots \\
& \quad + \left[ I_c + C_f R_0 (R_L + DR_c) \right] (D^2 - 2D + 1) + (R_L + DR_c) (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) \dots \\
& \quad + \left[ (R_c + R_L) \left( C_f R_0 D^2 + C_c R_c D + C_c R_L \right) + D^2 I_f \right] (D^2 - 2D + 1) + D^2 (R_c + R_L) (C_c R_L + C_c R_c - C_c DR_c) \dots \left. \right] \\
& + D^2 R_0 (D^2 - 2D + 1) \dots \\
& \quad + (R_L + DR_c) (D^2 - 2D + 1) \dots \\
& \quad + D^2 (R_c + R_L) (D^2 - 2D + 1) \dots
\end{aligned}$$

Simplificando os termos 4 5 6:

$$\begin{aligned}
 & \left( 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D^2 \cdot L_c^2 \cdot R_o - 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D \cdot L_c^2 \cdot R_o \right) \cdot x^4 \dots \\
 & + 2 \cdot C_c \cdot D \cdot L_c \cdot (D-1) \cdot \left( L_c + 2 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_o + C_f \cdot R_c \cdot R_o \right) \cdot x^3 \dots \\
 & + \left[ D^2 \cdot \left[ C_c \cdot L_c + C_f \cdot R_o \cdot \left( \begin{array}{c} C_c \cdot R_L \dots \\ + C_c \cdot D \cdot R_c \end{array} \right) \right] \cdot \left[ R_L - R_c \cdot (D-1) \right] \dots \right] \cdot x^2 \dots \\
 & \quad + L_c \cdot \left( C_f \cdot R_o \cdot D^2 \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. + C_c \cdot R_c \cdot D + C_c \cdot R_L \right) \\
 & \quad + 2 \cdot D \cdot \left[ L_c \dots \right. \\
 & \quad \quad \left. \left[ C_f \cdot R_o \cdot (R_L + D \cdot R_c) \right] \cdot \left( \begin{array}{c} C_c \cdot R_L \dots \\ + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \end{array} \right) \dots \right] \dots \\
 & \quad \quad \left. + C_c \cdot L_c \cdot (R_L + D \cdot R_c) + C_f \cdot L_c \cdot R_o \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \right] \\
 & \quad + D^2 \cdot \left[ L_c + C_f \cdot R_o \cdot (R_L + D \cdot R_c) \right] \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \dots \\
 & \quad \quad \left. + C_c \cdot L_c \cdot (R_L + D \cdot R_c) + C_f \cdot L_c \cdot R_o \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \right] \\
 & + D^2 \cdot \left[ R_L - R_c \cdot (D-1) \right] \cdot \left( \begin{array}{c} C_f \cdot R_o \cdot D^2 \dots \\ + C_c \cdot R_c \cdot D + C_c \cdot R_L \end{array} \right) + D^2 \cdot L_c \dots \cdot x \dots \\
 & \quad + 2 \cdot D \cdot \left[ L_c + C_f \cdot R_o \cdot (R_L + D \cdot R_c) \right] \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \dots \\
 & \quad \quad \left. + (R_L + D \cdot R_c) \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \right] \dots \\
 & \quad + D^2 \cdot \left[ L_c + C_f \cdot R_o \cdot (R_L + D \cdot R_c) \right] \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \dots \\
 & \quad \quad \left. + (R_L + D \cdot R_c) \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c) \right] \\
 & + D^4 \cdot \left[ R_L - R_c \cdot (D-1) \right] + D^2 \cdot (R_L + D \cdot R_c) \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) - 2 \cdot D \cdot (R_L + D \cdot R_c) \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1)
 \end{aligned}$$

#### **Resumo dos coeficientes da função de transferência:**

A partir das simplificações dos termos do numerador e denominador, apresentam-se a seguir os coeficientes obtidos.

#### **Coefficientes do Numerador:**

$$b_0 = \left[ \begin{array}{l} (8 \cdot R_L - 2 \cdot R_c) \cdot D^5 + (5 \cdot R_c - 20 \cdot R_L) \cdot D^4 + (20 \cdot R_L - 4 \cdot R_c) \cdot D^3 \dots \\ + (R_c - 10 \cdot R_L) \cdot D^2 + 2 \cdot R_L \cdot D \\ + (2 \cdot D^6 - 6 \cdot D^5 + 7 \cdot D^4 - 4 \cdot D^3 + D^2) \cdot V_i \end{array} \right] \cdot I_0 \dots$$

$$b_1 = \left[ \begin{aligned} & \left( 10 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c - 2 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 4 \cdot C_c \cdot R_c^2 + 4 \cdot L_c \right) \cdot D^5 \dots \\ & + \left( 5 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 25 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c + 10 \cdot C_c \cdot R_c^2 - 10 \cdot L_c \right) \cdot D^4 \dots \\ & + \left( 28 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c - 6 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 8 \cdot C_c \cdot R_c^2 + 10 \cdot L_c \right) \cdot D^3 \dots \\ & + \left( 4 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 17 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_c + 2 \cdot C_c \cdot R_c^2 - 5 \cdot L_c \right) \cdot D^2 \dots \\ & + \left( 4 \cdot C_c \cdot R_c \cdot R_L - 3 \cdot C_c \cdot R_L^2 + L_c \right) \cdot D + C_c \cdot R_L^2 \\ & + \left[ 2 \cdot C_c \cdot R_c \cdot D^6 + -6 \cdot C_c \cdot R_c \cdot D^5 + (8 \cdot C_c \cdot R_c - C_c \cdot R_L) \cdot D^4 \dots \right. \\ & \left. + (2 \cdot C_c \cdot R_L - 6 \cdot C_c \cdot R_c) \cdot D^3 + (2 \cdot C_c \cdot R_c - 2 \cdot C_c \cdot R_L) \cdot D^2 + C_c \cdot R_L \cdot D \right] \cdot V_i \end{aligned} \right]$$

$$b_2 = \left[ \begin{aligned} & \left( 2 \cdot R_L \cdot C_c^2 \cdot R_c^2 - 2 \cdot C_c^2 \cdot R_c^3 + 4 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_c - 2 \cdot L_c \cdot R_L \cdot C_c \right) \cdot D^5 \dots \\ & + \left( 5 \cdot C_c^2 \cdot R_c^3 - 5 \cdot R_L \cdot C_c^2 \cdot R_c^2 - 10 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_c + 5 \cdot L_c \cdot R_L \cdot C_c \right) \cdot D^4 \dots \\ & + \left( 8 \cdot C_c^2 \cdot R_L \cdot R_c^2 - 2 \cdot C_c^2 \cdot R_L^3 - 4 \cdot C_c^2 \cdot R_c^3 - 4 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_L + 12 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_c \right) \cdot D^3 \dots \\ & + \left( 3 \cdot C_c^2 \cdot R_L^3 - 7 \cdot C_c^2 \cdot R_L \cdot R_c^2 + C_c^2 \cdot R_c^3 + L_c \cdot C_c \cdot R_L - 8 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_c \right) \cdot D^2 \dots \\ & + \left( 2 \cdot C_c^2 \cdot R_L \cdot R_c^2 - 2 \cdot C_c^2 \cdot R_L^2 \cdot R_c - 3 \cdot C_c^2 \cdot R_L^3 \dots \right. \\ & \left. + 2 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_L + 2 \cdot L_c \cdot C_c \cdot R_c \right) \cdot D \dots \\ & + C_c^2 \cdot R_L^3 + R_c \cdot C_c^2 \cdot R_L^2 + L_c \cdot C_c \cdot R_L \\ & + \left[ \left( C_c^2 \cdot R_c^2 - C_c \cdot L_c \right) \cdot D^4 + \left( 2 \cdot C_c \cdot L_c - 2 \cdot C_c^2 \cdot R_c^2 \right) \cdot D^3 \dots \right. \\ & \left. + \left( C_c^2 \cdot R_c^2 - C_c^2 \cdot R_L \cdot R_c - C_c^2 \cdot R_L^2 - 2 \cdot L_c \cdot C_c \right) \cdot D^2 \dots \right. \\ & \left. + \left( C_c^2 \cdot R_L^2 + R_c \cdot C_c^2 \cdot R_L + L_c \cdot C_c \right) \cdot D \right] \cdot V_i \end{aligned} \right]$$

$$b_3 = \left[ \begin{aligned} & \left( 2 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L \cdot R_c - 4 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L^2 + 2 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_c^2 + 2 \cdot C_c \cdot L_c^2 \right) \cdot D^3 \dots \\ & + \left( 6 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L^2 - 3 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L \cdot R_c - 3 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_c^2 - 3 \cdot C_c \cdot L_c^2 \right) \cdot D^2 \dots \\ & + \left( C_c^2 \cdot L_c \cdot R_c^2 - C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L \cdot R_c - 6 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L^2 + C_c \cdot L_c^2 \right) \cdot D \dots \\ & + 2 \cdot L_c \cdot C_c^2 \cdot R_L^2 + L_c \cdot R_c \cdot C_c^2 \cdot R_L \\ & + \left[ \left( -2 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L - C_c^2 \cdot L_c \cdot R_c \right) \cdot D^2 + \left( 2 \cdot C_c^2 \cdot L_c \cdot R_L + C_c^2 \cdot L_c \cdot R_c \right) \cdot D \right] \cdot V_i \end{aligned} \right]$$

$$b_4 = \left[ \begin{aligned} & \left[ -C_c^2 \cdot L_c^2 \right] \cdot D^2 + C_c^2 \cdot L_c^2 \cdot D \Big] \cdot V_i + \left( 2 \cdot C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_c - 2 \cdot C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \right) \cdot D^3 \dots \\ & + \left( 3 \cdot C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L - 3 \cdot C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_c \right) \cdot D^2 \dots \\ & + \left( C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_c - 3 \cdot C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \right) \cdot D + C_c^2 \cdot I_o \cdot L_c^2 \cdot R_L \end{aligned} \right]$$

**Coefficientes do Denominador:**

$$a_0 = \left( 2 \cdot R_L - 2 \cdot R_C + R_0 + R_{Lf} \right) D^4 + \left( 4 \cdot R_C - 4 \cdot R_L - 2 \cdot R_0 - 2 \cdot R_{Lf} \right) D^3 \dots \\ + \left( 6 \cdot R_L - 3 \cdot R_C + R_0 + R_{Lf} \right) D^2 + \left( R_C - 4 \cdot R_L \right) D + R_L$$

$$a_1 = \left[ \begin{aligned} & 2 \cdot L_C + L_f - 2 \cdot C_c \cdot R_C^2 + C_f \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf}) + 2 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_0 - 3 \cdot C_f \cdot R_C \cdot R_0 \cdot D^4 \dots \\ & + \left[ 4 \cdot C_c \cdot R_C^2 - 2 \cdot L_f - 4 \cdot L_C - 2 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf}) - 4 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_0 + 6 \cdot C_f \cdot R_C \cdot R_0 \right] \cdot D^3 \dots \\ & + \left[ 6 \cdot L_C + L_f + (R_C + R_{Lf}) \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_C) + 2 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 3 \cdot C_c \cdot R_C^2 \dots \right] \cdot D^2 \dots \\ & + C_c \cdot R_L \cdot (R_C + R_{Lf}) - 2 \cdot C_c \cdot R_C \cdot (R_C + R_{Lf}) + C_f \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf}) \dots \\ & + 2 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_C + 2 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_0 + 6 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_0 - C_c \cdot R_C \cdot R_0 - 4 \cdot C_f \cdot R_C \cdot R_0 \\ & + C_c \cdot R_C^2 - 2 \cdot C_c \cdot R_L^2 - 4 \cdot L_C - 2 \cdot C_c \cdot R_L \cdot (R_C + R_{Lf}) + C_c \cdot R_C \cdot (R_C + R_{Lf}) \dots \cdot D \dots \\ & + (-2) \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_C - 2 \cdot C_c \cdot R_L \cdot R_0 - 4 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_0 + C_c \cdot R_C \cdot R_0 + C_f \cdot R_C \cdot R_0 \\ & + L_C + C_c \cdot R_L^2 + C_c \cdot R_L \cdot (R_C + R_{Lf}) + C_c \cdot R_L \cdot R_C + C_c \cdot R_L \cdot R_0 + C_f \cdot R_L \cdot R_0 \end{aligned} \right]$$

$$a_2 = \left( 2 \cdot C_f \cdot L_C \cdot R_0 - 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot R_0 \cdot R_C^2 + C_f \cdot L_f \cdot R_0 \right) \cdot D^4 \dots \\ + \left[ C_c \cdot L_f \cdot R_C - C_c \cdot R_C \cdot [L_f + C_f \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf})] - 4 \cdot C_f \cdot L_C \cdot R_0 - 2 \cdot C_f \cdot L_f \cdot R_0 \dots \right] \cdot D^3 \dots \\ + \left[ 4 \cdot C_c \cdot C_f \cdot R_C^2 \cdot R_0 + C_c \cdot C_f \cdot R_C \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf}) \right. \\ \left. + (-C_c^2) \cdot R_C^3 + \left[ (-R_0 - R_{Lf}) \cdot C_c^2 + 4 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot C_c \right] \cdot R_C^2 \dots \right] \cdot D^2 \dots \\ + \left[ 4 \cdot C_c \cdot L_C + \left[ 4 \cdot C_f \cdot R_L - C_f \cdot R_{Lf} \right] \cdot R_0 - L_f \right] \cdot C_c \cdot R_C \dots \\ + \left[ 2 \cdot R_0 + 4 \cdot R_L + 2 \cdot R_{Lf} \right] \cdot C_c + 6 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot L_C \dots \\ + \left[ 2 \cdot R_L \cdot L_f + \left( 2 \cdot C_f \cdot R_L^2 + 2 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_{Lf} \right) \cdot R_0 \right] \cdot C_c + C_f \cdot R_0 \cdot L_f \\ + C_c^2 \cdot R_C^3 + \left[ (R_0 + R_{Lf}) \cdot C_c^2 + 2 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot C_c \right] \cdot R_C^2 + \left[ -4 \cdot C_c \cdot L_C + \left[ (C_f \cdot R_L - 4 \cdot C_f \cdot R_L) \cdot R_0 + L_f \right] \cdot C_c \right] \cdot R_C \dots \cdot D \dots \\ + \left[ -2 \cdot R_0 - (4 \cdot R_L + 2 \cdot R_{Lf}) \right] \cdot C_c + 4 \cdot C_f \cdot R_0 \cdot L_C + \left[ (-2 \cdot C_f \cdot R_L^2 - 2 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_{Lf}) \cdot R_0 - 2 \cdot L_f \cdot R_L \right] \cdot C_c \\ + R_L \cdot C_c^2 \cdot R_C^2 + \left[ 2 \cdot C_c \cdot L_C + [R_L \cdot R_0 + R_L \cdot (R_L + R_{Lf})] \right] \cdot C_c^2 + 2 \cdot C_f \cdot R_L \cdot R_0 \cdot C_c \cdot R_C \dots \\ + \left[ (R_0 + 2 \cdot R_L + R_{Lf}) \cdot C_c + C_f \cdot R_0 \right] \cdot L_C + \left( R_L^2 \cdot R_0 + R_L^2 \cdot R_{Lf} \right) \cdot C_c^2 + \left[ (C_f \cdot R_L^2 + C_f \cdot R_L \cdot R_{Lf}) \cdot R_0 + L_f \cdot R_L \right] \cdot C_c$$

$$a_3 = \left[ \begin{aligned} & C_c \cdot L_C^2 + 2 \cdot C_c^2 \cdot L_C \cdot R_L \cdot R_0 + C_c^2 \cdot L_C \cdot R_C \cdot R_0 + 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot L_C \cdot R_L \cdot R_0 + C_c \cdot C_f \cdot L_C \cdot R_C \cdot R_0 \dots \\ & + \left[ (R_C + R_{Lf}) \cdot [C_c \cdot L_C + C_f \cdot R_0 \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_C)] \dots \right] \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_C - C_c \cdot D \cdot R_C) \dots \end{aligned} \right] \dots \\ + \left[ \begin{aligned} & + L_f \cdot (C_f \cdot R_0 \cdot D^2 + C_c \cdot R_C \cdot D + C_c \cdot R_L) \\ & + [L_f \cdot [C_c \cdot L_C + C_f \cdot R_0 \cdot (C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_C)] + C_c \cdot C_f \cdot L_C \cdot R_0 \cdot (R_C + R_{Lf})] \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) \dots \\ & + C_c \cdot L_C \cdot [ (R_C + R_{Lf}) \cdot (C_f \cdot R_0 \cdot D^2 + C_c \cdot R_C \cdot D + C_c \cdot R_L) + D^2 \cdot L_f ] \end{aligned} \right] \\ + (-2 \cdot C_c \cdot D \cdot L_C^2 - 4 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D \cdot L_C \cdot R_L \cdot R_0 - 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D \cdot L_C \cdot R_C \cdot R_0) \dots \\ + 2 \cdot C_c \cdot D^2 \cdot L_C^2 + 4 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D^2 \cdot L_C \cdot R_L \cdot R_0 + 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D^2 \cdot L_C \cdot R_C \cdot R_0$$



$$a_4 = R_0 \cdot C_c^2 \cdot L_c^2 + C_f \cdot R_0 \cdot C_c \cdot L_c^2 \dots$$
$$+ \left[ L_f \left[ C_c \cdot L_c + C_f \cdot R_0 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] + C_c \cdot C_f \cdot L_c \cdot R_0 \cdot \left( R_c + R_{Lf} \right) \right] \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \dots \dots$$
$$+ C_c \cdot L_c \cdot \left[ \left( R_c + R_{Lf} \right) \left[ C_c \cdot L_c + C_f \cdot R_0 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] + L_f \cdot \left( C_f \cdot R_0 \cdot D^2 + C_c \cdot R_c \cdot D + C_c \cdot R_L \right) \right] \dots$$
$$+ C_c \cdot C_f \cdot L_c \cdot L_f \cdot R_0 \cdot \left( D^2 - 2 \cdot D + 1 \right)$$
$$+ \left( -2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D \cdot L_c^2 \cdot R_0 \right) \dots$$
$$+ 2 \cdot C_c \cdot C_f \cdot D^2 \cdot L_c^2 \cdot R_0$$

$$a_5 = \left[ C_c \cdot L_c \cdot \left[ L_f \left[ C_c \cdot L_c + C_f \cdot R_0 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot D \cdot R_c \right) \right] \dots \right] \dots \right]$$
$$\left[ \begin{array}{l} + C_c \cdot C_f \cdot L_c \cdot R_0 \cdot \left( R_c + R_{Lf} \right) \\ + C_c \cdot C_f \cdot L_c \cdot L_f \cdot R_0 \cdot \left( C_c \cdot R_L + C_c \cdot R_c - C_c \cdot D \cdot R_c \right) \end{array} \right]$$

$$a_6 = C_c^2 \cdot C_f \cdot L_c^2 \cdot L_f \cdot R_0$$

$$Planta(s) = k_{planta} \cdot \frac{b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0}{a_6 \cdot s^6 + a_5 \cdot s^5 + a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}$$



## Apêndice I. Dimensionamento da Fonte Auxiliar

O dimensionamento da fonte auxiliar para alimentação dos circuitos integrados, drives e sensor é apresentado na planilha a seguir.



**Instituto de Eletrônica de  
Potência**

---

### **Dimensionamento da Fonte Auxiliar de Alimentação do Novo Conversor CC-CA Elevador/Abaixador**

#### **Dados do Projeto:**

Tensão Eficaz Nominal de Entrada:

$V_{redef} := 220V$

Frequencia da Tensão de Entrada:

$f_{rede} := 60Hz$

#### **Tensão Eficaz e Corrente Eficaz da Saída 1:**

$V_{o1} := 15V$

Secundário 1

$I_{o1} := 400mA$

#### **Tensão Eficaz e Corrente Eficaz da Saída 2:**

$V_{o2} := 15V$

Secundário 2

$I_{o2} := 400mA$

#### **Tensão Eficaz e Corrente Eficaz da Saída 3 (drivers):**

$V_{o3} := 15V$

Secundário 3

$I_{o3} := 800mA$

#### **Tensão Eficaz e Corrente Eficaz da Saída 4 ( ventiladores):**

$V_{o4} := 12V$

Secundário 4

$I_{o4} := 0.8A$

### Tensão Eficaz e Corrente Eficaz da Saída 5 ( pic e os buffers sn7407/A):

$$Vo5 := 5V$$

Secundário 5

$$Io5 := 400mA$$

Rendimento Estimado do Transformador:

$$\eta_t := 0.9$$

Rendimento Estimado do Retificador:

$$\eta_r := 0.8$$

As correntes foram superdimensionadas para uma potência extra. Os secundários 1 e 2, respectivamente, +15V e -15V são projetados para alimentar os LF347 (4 no total) e o sensor de tensão LV25-P. O secundário 3 é utilizado para alimentar a fonte do driver, tensão de +15V. O secundário 4 é uma saída extra de +12V utilizada para alimentar os ventiladores. O secundário 5, saída de 5V (isso após o regulador), será projetada para alimentar o PIC e os Buffers (SN7407/A

### Cálculos Preliminares:

Potência de Saída total do Transformador:

$$P_o := \frac{Vo1 \cdot Io1 + Vo2 \cdot Io2 + Vo3 \cdot Io3 + Vo4 \cdot Io4 + Vo5 \cdot Io5}{\eta_r}$$

$$P_o = 44.5 \cdot W$$

Potência de Entrada do Transformador:

$$P_i := \frac{P_o}{\eta_t}$$

$$P_i = 49.444 \cdot W$$

Corrente Eficaz de Entrada:

$$I_{ef} := \frac{P_i}{V_{redef}}$$

$$I_{ef} = 224.747 \cdot mA$$

### Cálculo do Transformador de Baixa Frequência

Densidade de Corrente:

$$J := \begin{cases} 3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} & \text{if } P_o \leq 500\text{W} \\ 2.5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} & \text{if } (P_o > 500\text{W}) \cdot (P_o \leq 1000\text{W}) \\ 2 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} & \text{if } P_o > 1000\text{W} \end{cases}$$

$$J = 3 \cdot \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Como a potência é menor que 500Watts,  
opta-se pelo dimensionamento com  
 $J=3\text{A/mm}^2$ .

### **Enrolamento Primário:**

Área da Seção do Condutor Necessária para o Enrolamento Primário:

$$S_i := \frac{I_{\text{ef}}}{J}$$

$$S_i = 0.000749158 \cdot \text{cm}^2$$

### **Condutor28 AWG**

$$\rho_i := 0.002845 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{28\text{AWG}} := 0.000810 \text{cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{28\text{AWGiso}} := 0.001083 \text{cm}^2$$

Todos os enrolamentos são dimensionados para apenas um condutor.

### **Secundário 1:**

Área da Seção do Condutor necessária para o Enrolamento Secundário 1

$$S_{o1} := \frac{I_{o1}}{J}$$

$$S_{o1} = 0.0013333 \cdot \text{cm}^2$$

### **Condutor25 AWG**

$$\rho_1 := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{25AWG} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{25AWGiso} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

### **Secundário 2:**

Área da Seção do Condutor necessária para o Enrolamento Secundário 2

$$S_{o2} := \frac{I_{o2}}{J}$$

$$S_{o2} = 0.00133333 \text{ cm}^2$$

### **Condutor 25 AWG**

$$\rho_2 := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{25AWG} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{25AWGiso} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

### **Secundário 3:**

Área da Seção do Condutor necessária para o Enrolamento Secundário 3

$$S_{o3} := \frac{I_{o3}}{J}$$

$$S_{o3} = 0.0026667 \text{ cm}^2$$

### **Condutor 22 AWG**

$$\rho_3 := 0.000708 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{22AWG} := 0.003255 \text{ cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{22AWGiso} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

**Secundário 4:**

Área da Seção do Condutor necessária para o Enrolamento Secundário 4

$$So4 := \frac{Io4}{J}$$

$$So4 = 0.0026667 \cdot \text{cm}^2$$

**Condutor21 AWG**

$$\rho4 := 0.000708 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{22\text{AWG}} := 0.003255 \cdot \text{cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{22\text{AWGiso}} := 0.004013 \cdot \text{cm}^2$$

**Secundário 5:**

Área da Seção do Condutor necessária para o Enrolamento Secundário 5

$$So5 := \frac{Io5}{J}$$

$$So5 = 0.0013333 \cdot \text{cm}^2$$

**Condutor25 AWG**

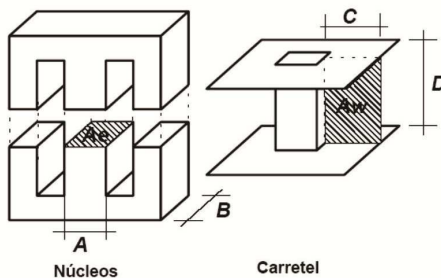
$$\rho5 := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre da Seção do Condutor:

$$S_{25\text{AWG}} := 0.001624 \text{cm}^2$$

Área total da Seção do Condutor (com isolante):

$$S_{25\text{AWGiso}} := 0.002078 \text{cm}^2$$

**Núcleo Magnético:**

Seção Magnética do Núcleo (1 primário e 5 secundários sempre ativos):

$$S_m := 7.5 \cdot \sqrt{\frac{P_o}{f_{rede}} \cdot \frac{Hz}{W}} \cdot cm^2$$

$$S_m = 6.459 \cdot cm^2$$

Seção Geométrica do Núcleo:

$$S_g := 1.1 \cdot S_m$$

$$S_g = 7.105 \cdot cm^2$$

Comprimento da Coluna Central (considerando que seja igual ao comprimento do pacote laminado, isto é,  $a=b$ ).

$$a := \sqrt{S_g}$$

$$a = 2.666 \cdot cm$$

**Adotou-se a lâmina padronizada 2.6cm, a qual apresenta as seguintes especificações:**

Comprimento da Coluna Central:

$$a := 2.5cm$$

Seção da Janela:

$$S_j := 0.75 \cdot a^2$$

$$S_j = 4.688 \cdot cm^2$$

Espessura da Lâmina:

$$e := 0.50mm$$

Comprimento do Pacote Laminado:

$$b := \frac{S_g}{a}$$

$$b = 2.842 \cdot cm$$

Número de Lâminas:

$$nl := \text{ceil}\left(\frac{b}{e}\right)$$

$$nl = 57$$

Comprimento do Pacote Laminado Efetivo:

$$b_e := n \cdot e$$

$$b_e = 2.85 \cdot \text{cm}$$

Comprimento do Pacote Laminado Imposto (de acordo com o carretel):

$$b_i := 4.5 \text{cm}$$

$$n1 := \text{ceil}\left(\frac{b_i}{e}\right)$$

$$n1 = 90$$

Seção Geométrica Efetiva do Núcleo:

$$S_{ge} := a \cdot b_i$$

$$S_{ge} = 11.25 \cdot \text{cm}^2$$

Seção Magnética Efetiva do Núcleo:

$$S_{m_e} := \frac{S_{ge}}{1.1}$$

$$S_{m_e} = 10.227 \cdot \text{cm}^2$$

Indução Magnética Máxima:

$$B_m := 1 \cdot \text{T}$$

Número de Espiras do Enrolamento Primário:

$$N_i := \text{ceil}\left(\frac{1 \cdot V_{redef}}{4.44 \cdot B_m \cdot S_{m_e} \cdot f_{rede}}\right)$$

$$N_i = 808$$

Número de Espiras do Secundário 1:

$$N_{o1} := \text{ceil}\left(\frac{1 \cdot V_{o1}}{4.44 \cdot B_m \cdot S_{m_e} \cdot f_{rede}}\right)$$

$$N_{o1} = 56$$

Número de Espiras do Secundário 2:

$$N_{o2} := \text{ceil}\left(\frac{1 \cdot V_{o2}}{4.44 \cdot B_m \cdot S_{m_e} \cdot f_{rede}}\right)$$

$$N_{o2} = 56$$

Número de Espiras do Secundário 3:

$$\text{No3} := \text{ceil}\left(\frac{1 \cdot \text{Vo3}}{4.44 \cdot \text{Bm} \cdot \text{Sm}_e \cdot \text{frede}}\right)$$

$$\text{No3} = 56$$

Número de Espiras do Secundário 4:

$$\text{No4} := \text{ceil}\left(\frac{1.0 \cdot \text{Vo4}}{4.44 \cdot \text{Bm} \cdot \text{Sm}_e \cdot \text{frede}}\right)$$

$$\text{No4} = 45$$

Número de Espiras do Secundário 5:

$$\text{No5} := \text{ceil}\left(\frac{1.0 \cdot \text{Vo5}}{4.44 \cdot \text{Bm} \cdot \text{Sm}_e \cdot \text{frede}}\right)$$

$$\text{No5} = 19$$

Área total ocupada pelos enrolamentos sem isolamento:

$$\begin{aligned} \text{Stotal}_{\text{sem}} := & \text{Ni} \cdot \text{S}_{28\text{AWG}} + \text{No1} \cdot \text{S}_{28\text{AWG}} + \text{No2} \cdot \text{S}_{25\text{AWG}} \dots \\ & + \text{No3} \cdot \text{S}_{22\text{AWG}} + \text{No4} \cdot \text{S}_{22\text{AWG}} + \text{No5} \cdot \text{S}_{22\text{AWG}} \end{aligned}$$

Possibilidade de Execução ( $\geq 3$ ):

$$\text{Execução} := \frac{\text{Sj}}{\text{Stotal}_{\text{sem}}}$$

$$\text{Stotal}_{\text{sem}} = 1.181 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Execução} = 3.968$$

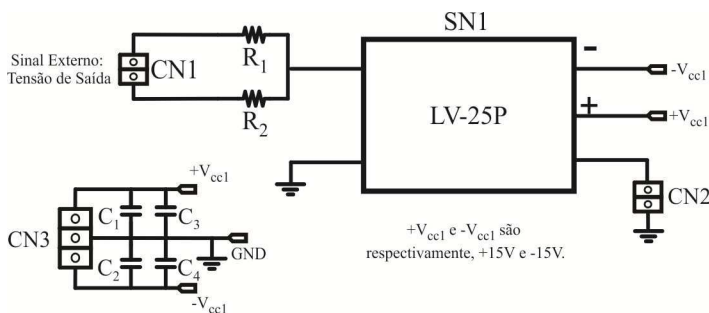
OK!

São utilizados 20 diodos retificadores 1N4007. Utilizam-se capacitores antes e depois dos reguladores de tensão. Para o secundário 1 e 2, utilizam-se os reguladores LM7815 e LM7915 fabricados pela *Fairchild Semiconductor*, respectivamente. Os secundários 3 e 4 são regulados com o LM7815 e LM7812, respectivamente. E por fim, no secundário 5 utiliza-se o regulador LM7805. O esquemático e a lista de componentes estão apresentados no Apêndice J.



# Apêndice J. Esquemáticos e Listas de Componentes

Como mencionado no Capítulo 6 é implementada apenas uma malha de controle, especificamente a regulação da tensão de saída. Para obter a imagem desta tensão utiliza-se o sensor de tensão de efeito Hall LV 25-P, fabricado pela *LEM Transducers*. O esquemático do circuito para mensurar a tensão de saída do conversor está apresentado na Figura J.1.



**Figura J.1 – Esquemático do circuito para a monitoração da tensão de saída do conversor.**

A lista de componentes para o circuito da Figura J.1 está indicada na Tabela J.1.

**Tabela J.1 – Lista de componentes do circuito para a monitoração da tensão de saída do conversor.**

Referência	Descrição	Especificação	Quantidade
CN1 e CN2	Conector	Molex dois Pinos	2
CN3	Conector	Molex 3 Pinos	1
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	Capacitores	10uF/25V Eletrolítico	2
C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	Capacitores	100nF/25V Cerâmico	2
SN1	Sensor de Tensão	LV-25P	1
R <sub>1</sub>	Resistor	15k/3W	1
R <sub>2</sub>	Resistor	470k/3W	1

Os resistores R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub> são calculados para atender o máximo ganho estático.

O esquemático e a lista de componentes para o circuito da tensão de referência estão apresentados na Figura J.2 e Tabela J.2, respectivamente.

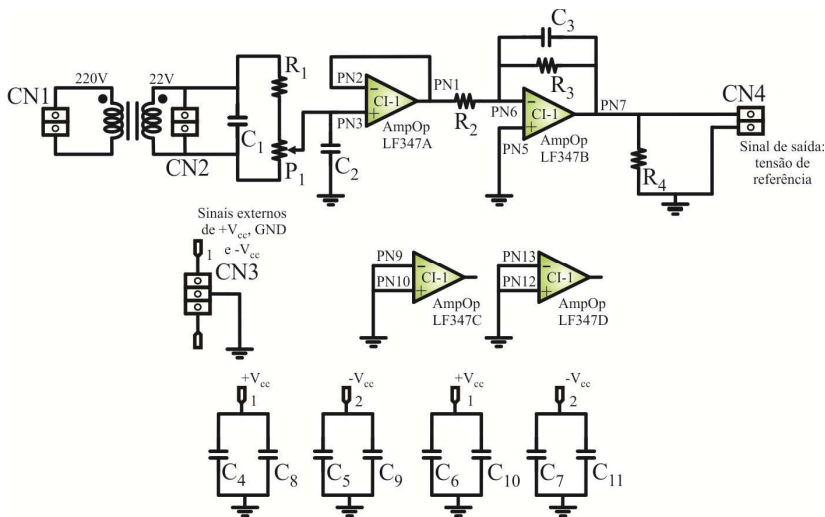


Figura J.2 – Esquemático do circuito para obtenção da tensão de referência.

Tabela J.2 – Lista de componentes do circuito para a obtenção da tensão de referência.

Referência	Descrição	Especificação	Quantidade
CN1, CN2, CN4	Conectores	Molex 2 Pinos	3
CN3	Conector	Molex 3 Pinos	1
CI-1	Circuito Integrado	LF347	1
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	Capacitores	100pF/400V Cerâmico	3
C <sub>3</sub>	Capacitor	16nF/400V Cerâmico	1
C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub> , C <sub>7</sub>	Capacitores	10µF/25V Eletrolítico	4
C <sub>8</sub> , C <sub>9</sub> , C <sub>10</sub> , C <sub>11</sub>	Capacitores	100nF/25V Cerâmico	4
P <sub>1</sub>	Potenciômetro	15 kΩ-Linear	1
R <sub>1</sub>	Resistor	22kΩ-1/4W	1
R <sub>2</sub> , R <sub>3</sub>	Resistores	10kΩ/1%	2
R <sub>4</sub>	Resistor	1kΩ/1%	1

Para a alimentação dos circuitos integrados, microcontrolador, ventiladores e *drives* é implementada uma fonte auxiliar, anteriormente descrita no dimensionamento do Apêndice H. O esquemático da fonte auxiliar e a lista de componentes estão apresentadas na Figura J.3 e Tabela J.3, respectivamente.

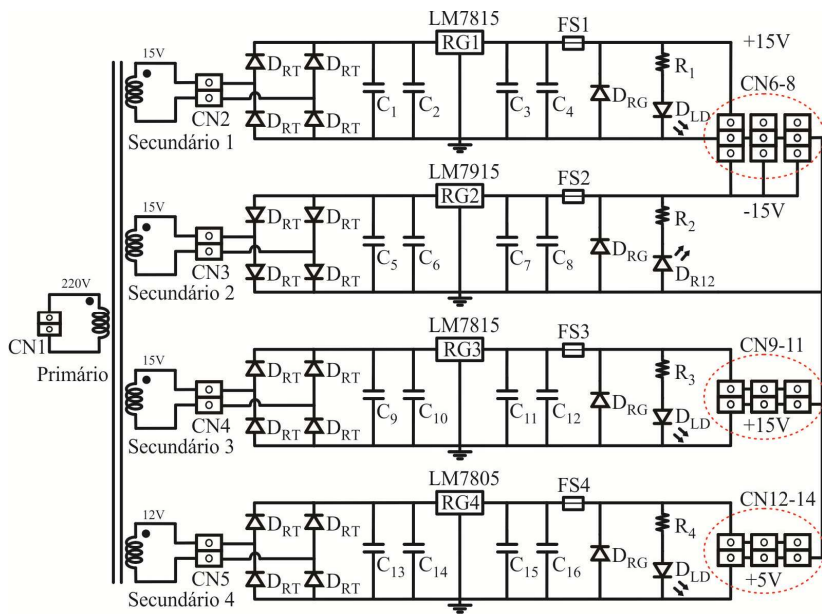


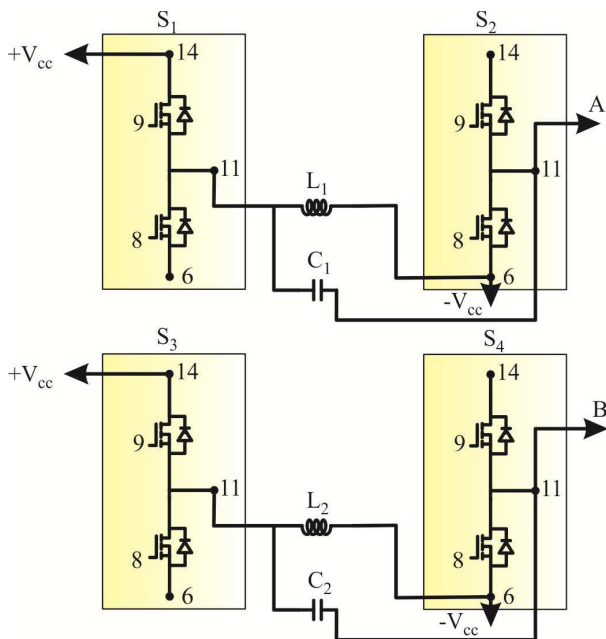
Figura J.3 – Esquemático da fonte auxiliar.

Tabela J.3 – Lista de componentes da fonte auxiliar.

Referência	Descrição	Especificação	Quantidade
C <sub>1</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>9</sub> , C <sub>13</sub> C <sub>17</sub>	Capacitores	2200µF/25V Eletrolíticos	5
C <sub>2</sub> , C <sub>6</sub> , C <sub>10</sub> , C <sub>14</sub> C <sub>18</sub>	Capacitores	100nF/25V Cerâmicos	5
C <sub>3</sub> , C <sub>7</sub> , C <sub>11</sub> , C <sub>15</sub> C <sub>19</sub>	Capacitores	330µF/16V Eletrolíticos	5
C <sub>4</sub> , C <sub>8</sub> , C <sub>12</sub> , C <sub>16</sub> C <sub>20</sub>	Capacitores	100nF/25V Eletrolíticos	5
CN1-6, CN10-18	Conectores	Molex 2 Pinos	14
CN7-9	Conectores	Molex 3 Pinos	3
FS1-5	Fusível	1A	5

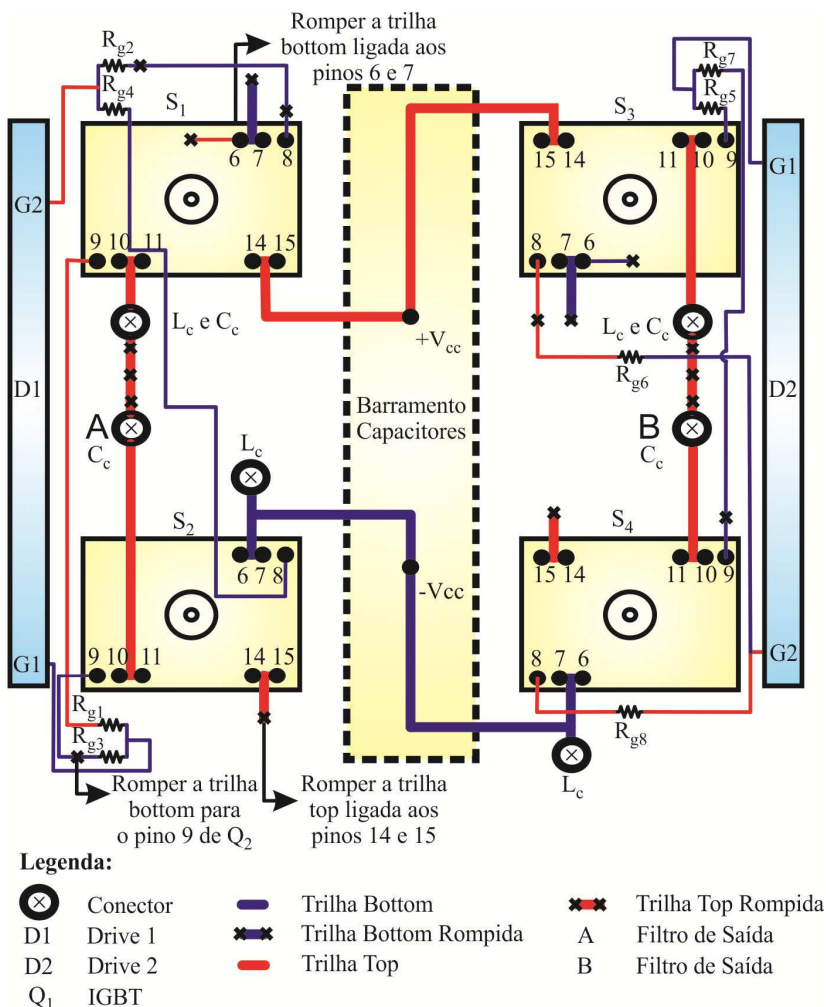
$D_{RT}$	Diodos Retificadores	1N4007	20
$D_{RG}$	Diodos Retificadores	1N4007	5
$D_{LD}$	Leds	5mm Verde	5
RG1	Reguladores de Tensão	LM7815	1
RG2	Reguladores de Tensão	LM7915	1
RG3	Reguladores de Tensão	LM7815	1
RG4	Reguladores de Tensão	LM7812	1
RG5	Reguladores de Tensão	LM7805	1
$R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$	Resistores	22k $\Omega$ -1/4W	4

É utilizado um módulo da Semikron (SKS 50 B6U+B2CI 10 V6) utilizando os interruptores SK45GB063. Desta forma, apresenta-se na Figura J.4 a representação do circuito, considerando as informações supracitadas.



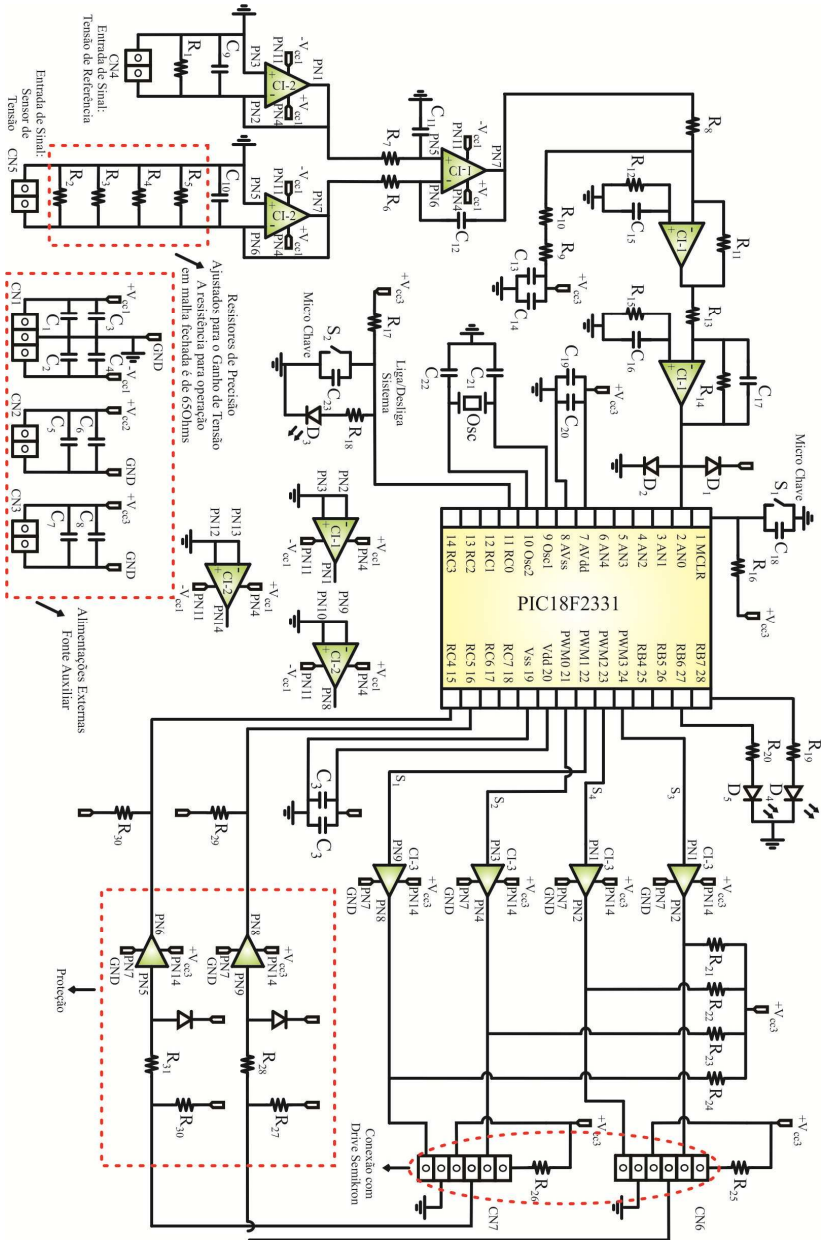
**Figura J.4 – Representação das conexões dos interruptores e das células de comutação.**

Pelo fato de se utilizar um módulo padrão é necessário fazer alguns ajustes no estágio de potência para implementar as células de comutação e assim obter o novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão. A Figura J.5 apresenta estas modificações. Para o comando dos interruptores são usados dois *drives* SKHI 20 OP.



**Figura J.5 – Estágio de potência do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.**

O esquemático do circuito de controle do conversor e a lista de componentes estão indicados na Figura J.6 e Tabela J.4, respectivamente.



**Figura J.6 – Esquemático do circuito de controle do novo conversor CC-CA elevador-abaixador de tensão.**

**Tabela J.4 – Lista de componentes do circuito de controle.**

<b>Resistores</b>			
<b>Referência</b>	<b>Descrição</b>	<b>Especificação</b>	<b>Quantidade</b>
R <sub>1</sub>	Resistor Precisão	10kΩ/1%	1
R <sub>2</sub> , R <sub>3</sub> , R <sub>4</sub>	Resistores Precisão	120Ω/1%	3
R <sub>5</sub> , R <sub>6</sub> , R <sub>7</sub> , R <sub>8</sub> , R <sub>9</sub> , R <sub>10</sub>	Resistores Precisão	10kΩ/1%	6
R <sub>11</sub> , R <sub>12</sub> , R <sub>13</sub> , R <sub>14</sub> , R <sub>15</sub>	Resistores Precisão	10kΩ Ω/1%	5
R <sub>16</sub>	Resistor	10kΩ	1
R <sub>17</sub>	Resistor	1kΩ	1
R <sub>18</sub>	Resistor	1,8kΩ	1
R <sub>19</sub> , R <sub>20</sub>	Resistores	10kΩ	2
R <sub>21</sub> , R <sub>22</sub> , R <sub>23</sub> , R <sub>24</sub>	Resistores	1kΩ	4
R <sub>25</sub> , R <sub>26</sub> , R <sub>27</sub>	Resistores	10kΩ	3
R <sub>28</sub>	Resistor	1,2kΩ	1
R <sub>29</sub>	Resistor	1kΩ	1
R <sub>30</sub>	Resistor	10kΩ	1
R <sub>31</sub>	Resistor	1,2kΩ	1
R <sub>32</sub>	Resistor	1kΩ	1
<b>Capacitores</b>			
<b>Referência</b>	<b>Descrição</b>	<b>Especificação</b>	<b>Quantidade</b>
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	Capacitores	10330μF/25V	2
C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	Capacitores	100nF/25V	2
C <sub>5</sub>	Capacitor	10μF/25V	1
C <sub>6</sub>	Capacitor	100nF/25V	1
C <sub>7</sub>	Capacitor	10μF/25V	1
C <sub>8</sub>	Capacitor	100nF/25V	1
C <sub>9</sub> , C <sub>10</sub>	Capacitores	1nF/25V	2
C <sub>11</sub> , C <sub>12</sub>	Capacitores	68nF/25V	2
C <sub>13</sub>	Capacitor	10μF/25V	1
C <sub>14</sub>	Capacitor	100nF/25V	1
C <sub>15</sub>	Capacitores	56nF/25V	1
C <sub>16</sub> , C <sub>17</sub>	Capacitor	56nF/25V	2
C <sub>18</sub>	Capacitor	100nF/25V	1
C <sub>19</sub>	Capacitor	10μF/25V	1
C <sub>20</sub>	Capacitor	100nF/25V	1
C <sub>21</sub> , C <sub>22</sub>	Capacitores	15pF/25V	2
C <sub>23</sub> , C <sub>24</sub>	Capacitores	100nF/25V	2
C <sub>25</sub>	Capacitor	10μF/25V	1
<b>Diodos</b>			
<b>Referência</b>	<b>Descrição</b>	<b>Especificação</b>	<b>Quantidade</b>
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	Diodo	1N4148	2



D <sub>3</sub> , D <sub>4</sub> , D <sub>5</sub>	Diodo Led	3mm	3
D <sub>6</sub> , D <sub>7</sub>	Diodo	1N4148	2
<b>Outros Dispositivos</b>			
<b>Referência</b>	<b>Descrição</b>	<b>Especificação</b>	<b>Quantidade</b>
LF347	Circuito Integrado	-	2
SN7407	Circuito Integrado	-	1
PIC	Microcontrolador	18F2331	1
S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub>	Micro-Chave	-	2
CN1	Conector	Molex 3 Pinos	1
CN2, CN3	Conector	Molex 2 Pinos	2
CN4, CN5	Conector	Molex 2 Pinos	2
CN6, CN7	Conector	Cabo Fita 14 Pinos	2
Osc	Oscilador	10MHz	1